

Министерство образования Республики Беларусь

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

Кафедра «Промышленная электроника»

Ю. А. Козусев

АНАЛОГОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

**ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ
по одноименному курсу для студентов
специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника»
дневной и заочной форм обучения**

Гомель 2012

УДК 621.382.037.33(075.8)
ББК 32.85я73
К59

*Рекомендовано научно-методическим советом
факультета автоматизированных и информационных систем
ГГТУ им. П. О. Сухого
(протокол № 7 от 27.02.2012 г.)*

Рецензент: канд. техн. наук, доц. каф. «Теоретические основы электротехники»
ГГТУ им. П. О. Сухого *В. В. Соленков*

Козусев, Ю. А.
К59 Аналоговая электроника : лаборатор. практикум по одноим. курсу для студентов специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника» днев. и заоч. форм обучения / Ю. А. Козусев. – Гомель : ГГТУ им. П. О. Сухого, 2012. – 163 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: <http://alis.gstu.by/StartEK/>. – Загл. с титул. экрана.

Рассмотрены общие характеристики и параметры усилителей, усилители на дискретных биполярных и полевых транзисторах в основных схемах включения, параметра и характеристики современных дифференциальных и операционных усилителей, теория отрицательной обратной связи, функциональные устройства на ОУ.

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

УДК 621.382.037.33(075.8)
ББК 32.85я73

© Учреждение образования «Гомельский государственный технический университет имени П. О. Сухого», 2012

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.

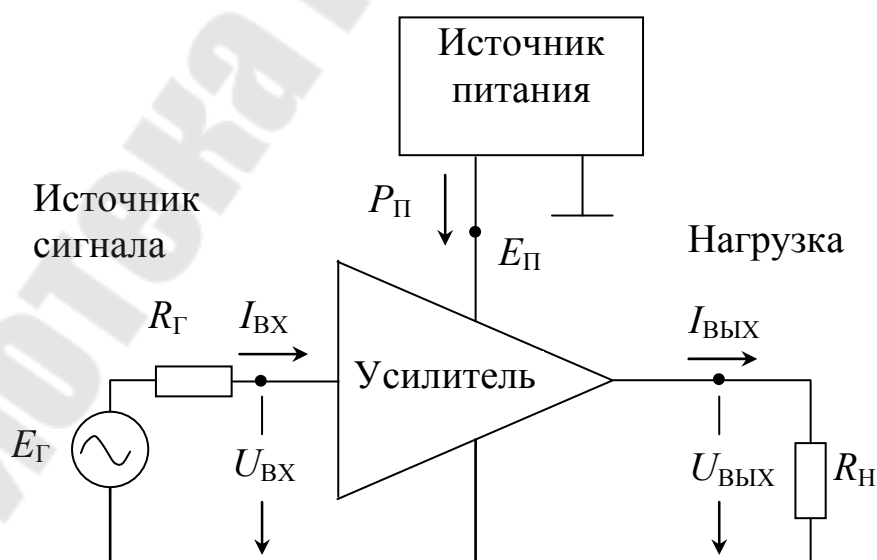


Рис. 1. Функциональная схема усилителя

Источник питания как правило является источником постоянного стабилизированного напряжения E_{Π} . Источник сигнала – генератор – подключается ко 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

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \quad (1)$$

– коэффициент усиления по току

$$K_i = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} \quad (2)$$

– коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}} = K_U \cdot K_i \quad (3)$$

– входное сопротивление

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}} \quad (4)$$

– выходное сопротивление

$$R_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ ХХ}}}{I_{\text{ВЫХ КЗ}}} \quad (5)$$

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

$$\eta = \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\Pi}} \quad (6)$$

Если входное и выходное значения сигнала являются неоднородными, вместо коэффициента усиления применяется коэффициент преобразования. Например, $S = I_{\text{ВЫХ}}/U_{\text{ВХ}}$ – крутизна, коэффициент преобразования входного напряжения в выходной ток.

Коэффициенты усиления часто оценивают в логарифмических единицах – децибелах

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

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

$$K_P \text{ дБ} = 10 \lg \frac{P_{\text{ВЫХ}}}{P_{\text{ВХ}}}.$$

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

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.

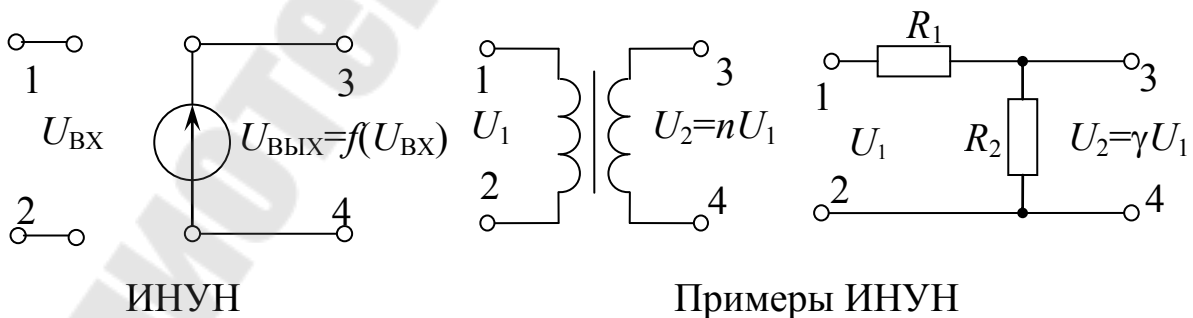


Рис. 2. ИНУН

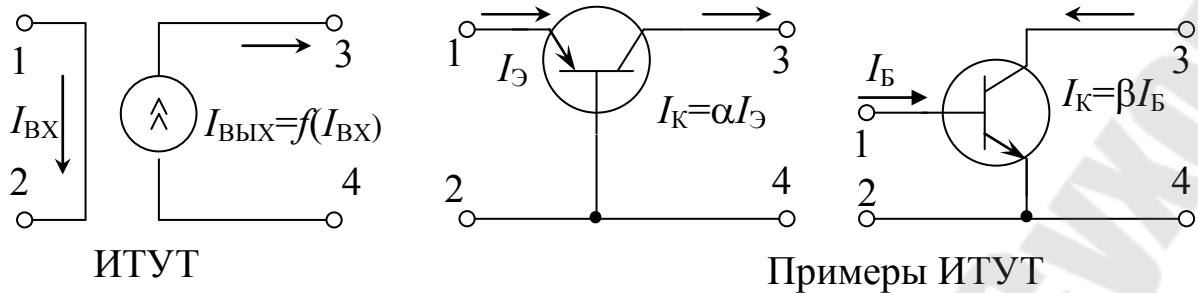


Рис. 3. ИТУТ

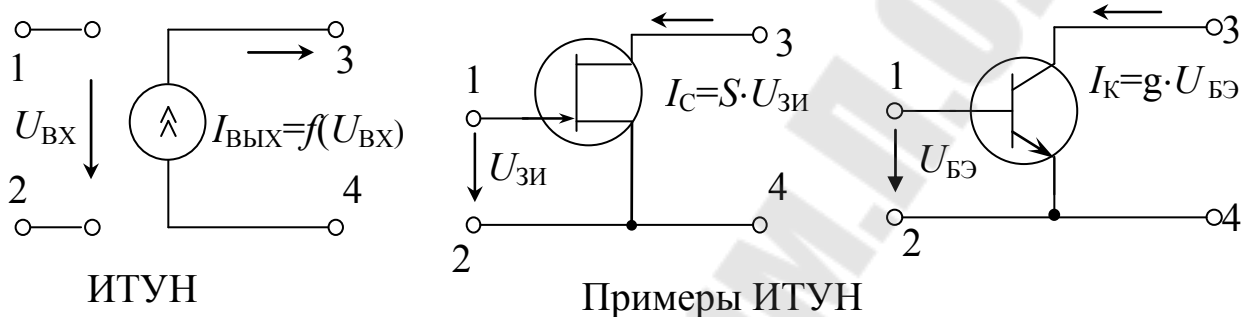


Рис. 4. ИТУН

Для анализа усилителей напряжения удобна модель на основе ИТУН, 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 ИТУН.

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

Обобщенная схема усилителя с источником напряжения, управляемым напряжением –ИТУН

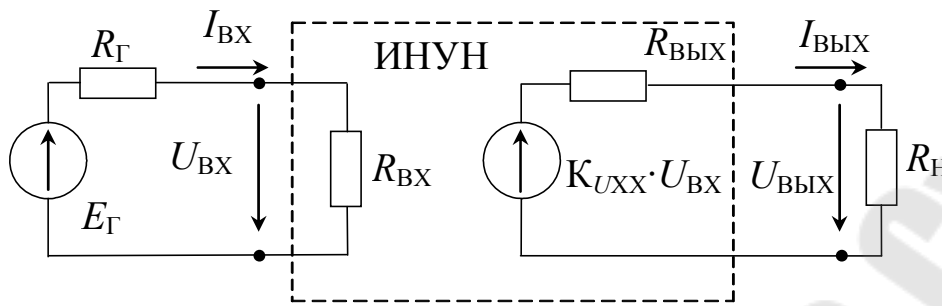


Рис. 5. ИНУН

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

$$K_{U_{XX}} = \frac{U_{ВЫХХХ}}{U_{ВХ}} \quad (7)$$

где $K_{U_{XX}}$ – 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.

$$U_{ВЫХ} = U_{ВЫХХХ} \frac{R_Н}{R_{ВЫХ} + R_Н} = K_{U_{XX}} \cdot U_{ВХ} \cdot \gamma_{U_{ВЫХ}} \quad (8)$$

Коэффициент усиления по напряжению

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{U_{ВЫХХХ} \cdot \gamma_{U_{ВЫХ}}}{U_{ВХ}} = K_{U_{XX}} \frac{R_Н}{R_{ВЫХ} + R_Н} = K_{U_{XX}} \cdot \gamma_{U_{ВЫХ}} \quad (9)$$

где

$$\gamma_{U_{ВЫХ}} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХХХ}} = \frac{R_Н}{R_{ВЫХ} + R_Н} \quad (10)$$

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

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

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

- при $R_{Н} \ll R_{ВЫХ}$ в режиме к.з. $U_{ВЫХ} \rightarrow 0$, $\gamma_{U_{ВЫХ}} \rightarrow 0$;
- при $R_{Н} \gg R_{ВЫХ}$ в режиме х.х. $U_{ВЫХ} \rightarrow U_{ВЫХ ХХ}$, $\gamma_{U_{ВЫХ}} \rightarrow 1$ и $K_U \rightarrow K_{UXX}$;
- при $R_{Н} = R_{ВЫХ}$ в согласованном режиме, $\gamma_{U_{ВЫХ}} = 1/2$.

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

$$U_{ВХ} = I_{ВХ} \cdot R_{ВХ} = \frac{E_{Г}}{R_{ВХ} + R_{Г}} \cdot R_{ВХ} = E_{Г} \cdot \gamma_{U_{ВХ}} \quad (11)$$

Коэффициент согласования на входе

$$\gamma_{U_{ВХ}} = \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_{Г}} = \frac{U_{ВХ}}{E_{Г}} \quad (12)$$

Предельные значения коэффициента на входе $0 \leq \gamma_{U_{ВХ}} \leq 1$:

- при $R_{Г} \ll R_{ВХ}$ (х.х источника) $U_{ВХ} \approx E_{Г}$, $\gamma_{U_{ВХ}} \rightarrow 1$, $K_e \rightarrow K_U$;
- при $R_{Г} \gg R_{ВХ}$ (к.з источника) $U_{ВХ} \rightarrow 0$, $\gamma_{U_{ВХ}} \rightarrow 0$;
- при $R_{Г} = R_{ВХ}$ в согласованном режиме, $\gamma_{U_{ВХ}} = 1/2$.

Сквозной коэффициент усиления по напряжению

$$K_e = \frac{U_{ВЫХ}}{E_{Г}} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ} / \gamma_{U_{ВХ}}} = \gamma_{U_{ВХ}} \cdot K_U = \gamma_{U_{ВХ}} \cdot K_{UXX} \cdot \gamma_{U_{ВЫХ}} \quad (13)$$

Для увеличения общего (сквозного) усиления K_e необходимо увеличивать $\gamma_{U_{ВХ}}$ ($R_{Г} \ll R_{ВХ}$) и $\gamma_{U_{ВЫХ}}$ ($R_{Н} \gg R_{ВЫХ}$). Усилитель напряжения должен иметь большое входное и малое выходное сопротивление.

Функциональная схема усилителя

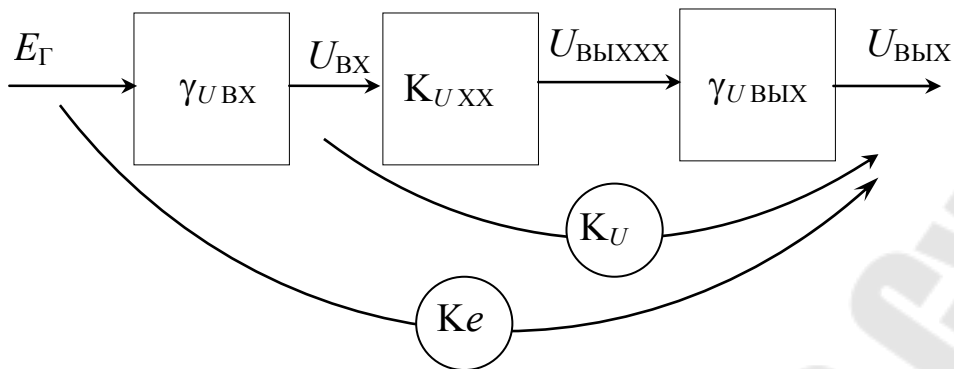


Рис. 6. Усилитель ИНУН

Обобщенная схема усилителя с источником тока, управляемым током –ИТУТ

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

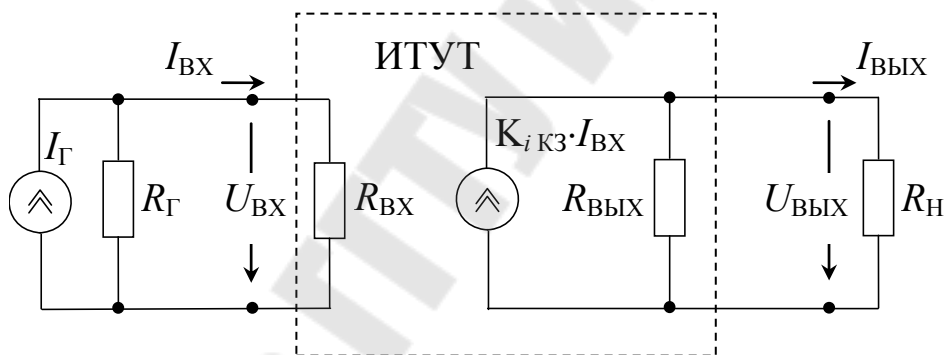


Рис. 7. Обобщенная схема усилителя с ИТУТ

Коэффициент усиления по току в режиме короткого замыкания на выходе

$$K_{i\text{кз}} = \frac{I_{\text{ВЫХкз}}}{I_{\text{ВХ}}} \quad (14)$$

Выходной ток

$$I_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{Н}}} = K_{i\text{кз}} I_{\text{ВХ}} \frac{R_{\text{ВЫХ}} \cdot R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}} \cdot \frac{1}{R_{\text{Н}}} = K_{i\text{кз}} I_{\text{ВХ}} \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}} \quad (15)$$

Коэффициент усиления по току

$$K_i = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = K_{i\text{КЗ}} \cdot \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}} = K_{i\text{КЗ}} \cdot \gamma_{i\text{ВЫХ}} \quad (16)$$

$$\gamma_{i\text{ВЫХ}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}}, \quad 0 \leq \gamma_{i\text{ВЫХ}} \leq 1 \quad (17)$$

$\gamma_{i\text{ВЫХ}}$ - коэффициент распределения (согласования, ослабления) по току на выходе усилителя.

В режиме короткого замыкания при $R_{\text{Н}} \ll R_{\text{ВЫХ}}$ $\gamma_{i\text{ВЫХ}} \rightarrow 1$ и $K_i \rightarrow K_{i\text{КЗ}}$. В режиме холостого хода при $R_{\text{Н}} \gg R_{\text{ВЫХ}}$ $\gamma_{i\text{ВЫХ}} \rightarrow 0$.

Входной ток усилителя

$$I_{\text{ВХ}} = I_{\Gamma} \cdot \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}} = I_{\Gamma} \cdot \gamma_{i\text{ВХ}} \quad (18)$$

$$\gamma_{i\text{ВХ}} = \frac{R_{\Gamma}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}}, \quad 0 \leq \gamma_{i\text{ВХ}} \leq 1 \quad (19)$$

$\gamma_{i\text{ВХ}}$ - коэффициент распределения по току на входе усилителя.

$$I_{\Gamma} = \frac{I_{\text{ВХ}}}{\gamma_{i\text{ВХ}}} \quad (20)$$

Сквозной коэффициент усиления по току с учетом равенства $I_{\Gamma} = I_{\text{ВХ}} / \gamma_{i\text{ВХ}}$

$$K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\Gamma}} = \gamma_{i\text{ВХ}} \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = \gamma_{i\text{ВХ}} \cdot K_i = \gamma_{i\text{ВХ}} \cdot K_{i\text{КЗ}} \cdot \gamma_{i\text{ВЫХ}} \quad (21)$$

Функциональная схема усилителя тока

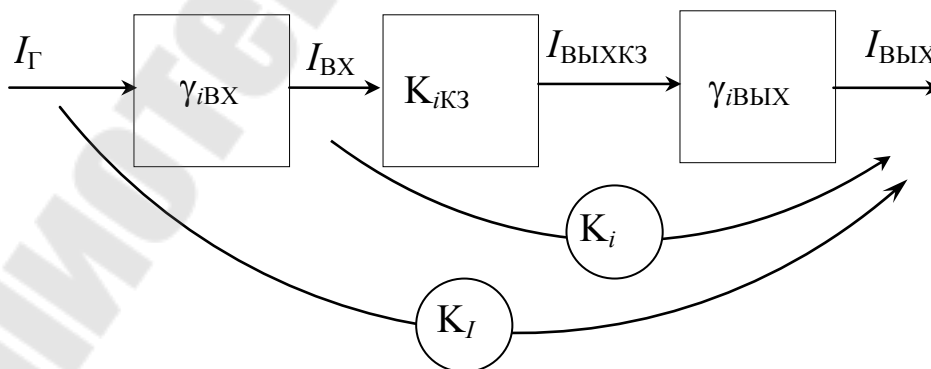


Рис. 8. Усилитель ИТУТ

Для увеличения K_I необходимо увеличить $\gamma_{iВХ}$ ($R_I \gg R_{ВХ}$) и $\gamma_{iВЫХ}$ ($R_{ВЫХ} \gg R_H$). 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

$$\gamma_U + \gamma_i = 1 \Rightarrow \begin{cases} \gamma_U \uparrow \rightarrow \gamma_i \downarrow \\ \gamma_i \uparrow \rightarrow \gamma_U \downarrow \end{cases} \quad (22)$$

- увеличение коэффициентов согласования по напряжению путем изменения $R_{ВХ}$ или $R_{ВЫХ}$ приводит к уменьшению коэффициентов согласования по току.

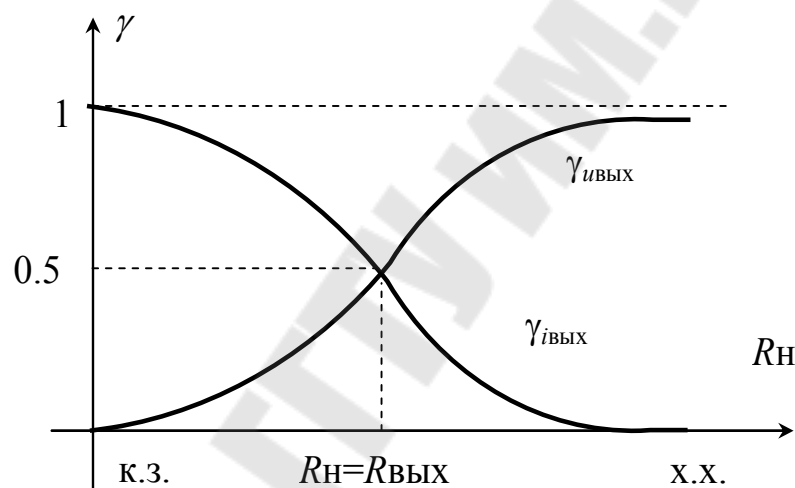


Рис.9. Коэффициенты согласования

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

$$R_I = R_{ВХ}, \quad R_{ВЫХ} = R_H \quad \gamma_U = \gamma_i = 0,5 \quad (23)$$

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.

Обобщенная схема усилителя с источником тока, управляемым напряжением –ИТУН

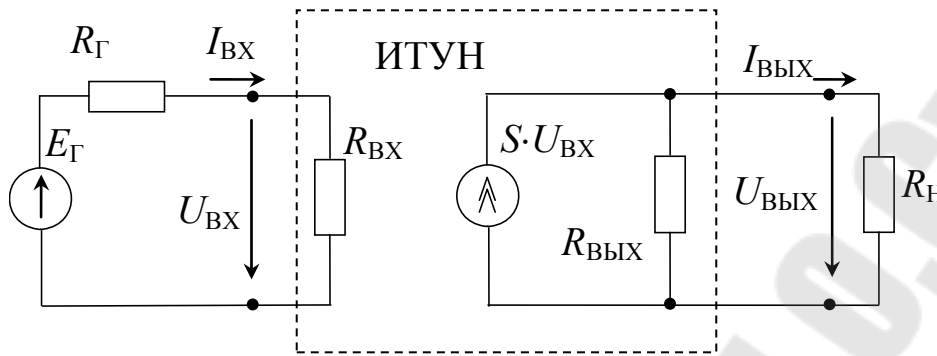


Рис. 10. ИТУН

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

$$S = \left. \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \right|_{R_{\text{Н}} = 0} = \frac{I_{\text{ВЫХКЗ}}}{U_{\text{ВХ}}} \quad (24)$$

$$U_{\text{ВЫХХХ}} = S \cdot U_{\text{ВХ}} R_{\text{ВЫХ}} \quad (25)$$

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

$$U_{\text{ВЫХ}} = S \cdot U_{\text{ВХ}} \cdot \frac{R_{\text{ВЫХ}} \cdot R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}} = U_{\text{ВЫХХХ}} \cdot \frac{R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{Н}}} = U_{\text{ВЫХХХ}} \cdot \gamma_{\text{ВЫХ}} \quad (26)$$

Коэффициенты усиления по напряжению

$$K_{UXX} = \frac{U_{\text{ВЫХХХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = S \cdot R_{\text{ВЫХ}} \quad (27)$$

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = S \cdot R_{\text{ВЫХ}} // R_{\text{Н}} = K_{UXX} \cdot \gamma_{\text{ВЫХ}} \quad (28)$$

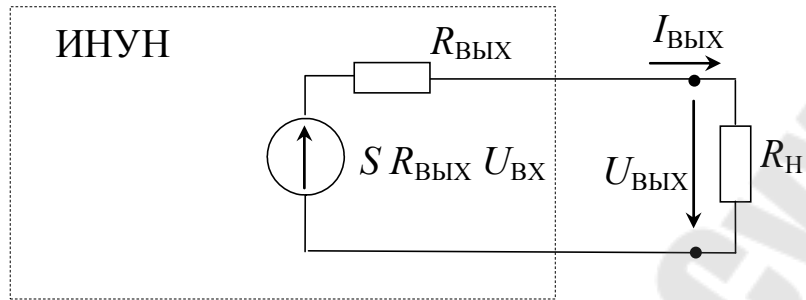


Рис. 11. Преобразование ИТУН в ИНУН

$$K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\Gamma}} = \frac{R_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma} + R_{\text{ВХ}}} S \cdot R_{\text{ВЫХ}} // R_{\text{Н}} = \gamma_{U_{\text{ВХ}}} \cdot S R_{\text{ВЫХ}} \cdot \gamma_{U_{\text{ВЫХ}}} \quad (29)$$

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

$$K_U \approx K_e \approx S \cdot R_{\text{Н}} \quad (30)$$

Эквивалентная крутизна усилителя на основе ИНУН (рис.5)

$$S = \frac{I_{\text{ВЫХКЗ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{U_{\text{XX}}} \cdot U_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}} \cdot \frac{1}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{U_{\text{XX}}}}{R_{\text{ВЫХ}}} \quad (31)$$

Эквивалентная крутизна усилителя на основе ИТУТ (рис. 7)

$$S = \frac{I_{\text{ВЫХКЗ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{I_{\text{ВЫХКЗ}}}{I_{\text{ВХ}} R_{\text{ВХ}}} = \frac{K_{i_{\text{КЗ}}}}{R_{\text{ВХ}}} \quad (32)$$

Экспериментальное определение параметров усилителей

Параметры усилителей определяют путем измерения сигналов при известных значениях R_{Γ} и $R_{\text{Н}}$ и расчета по формулам (1-7, 9,10, 12,13) и т. д. При этом измеряют сигналы E_{Γ} , $U_{\text{ВХ}}$, $U_{\text{ВЫХХХ}}$, $U_{\text{ВЫХ}}$, а токи определяют косвенным методом, чтобы исключить необходимость разрыва цепей для подключения амперметров.

$$I_{\text{ВХ}} = \frac{E_{\Gamma} - U_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma}} \quad (33)$$

$$I_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{Н}}} \quad (34)$$

Применение формулы (5) 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 ИНУН сопротивления определяют по формулам

$$R_{\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{ВХ}}} = R_{\Gamma} \cdot \frac{U_{\text{ВХ}}}{E_{\Gamma} - U_{\text{ВХ}}} \quad (35)$$

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{Н}} \cdot \frac{U_{\text{ВЫХХХ}} - U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}} \quad (36)$$

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.

2. ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

В усилителе на биполярном транзисторе в схеме включения с общей базой источник сигнала E_{Γ} , активный элемент- транзистор VT и нагрузка $R_{\text{Н}}$ имеют общий потенциал (точку). Схема усилителя приведена на рис. 1.1.

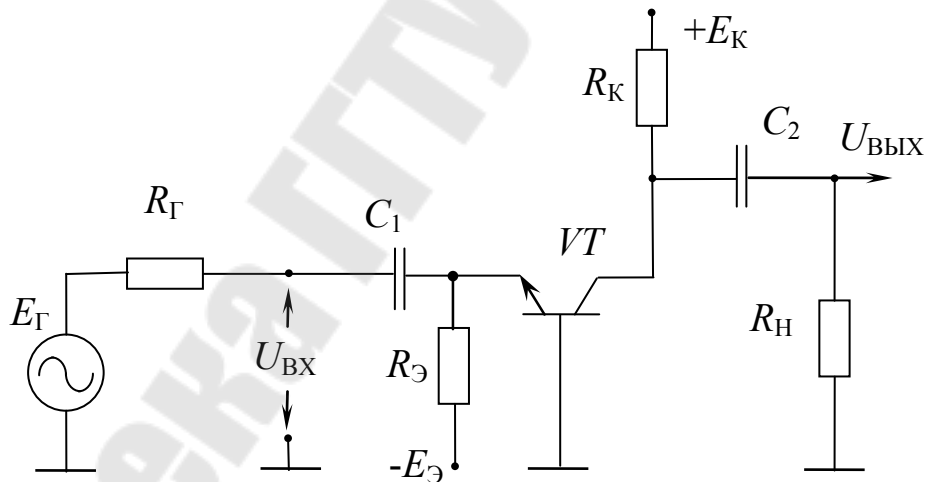


Рис. 1.1. Усилитель на биполярном транзисторе
в схеме включения с общей базой

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

Для постоянных токов покоя $I_{OЭ} \approx I_{OK}$ транзистора и напряжений выполняются соотношения:

$$U_{OK} = E_K - I_{OK} \cdot R_K \quad (1.1)$$

$$I_{OK} = \alpha \cdot I_{OЭ} + I_{KO} \approx I_{OЭ} = (E_Э - U_{OЭ}) / R_Э \quad (1.2)$$

Стабильность рабочей точки (I_{OK}, U_{OK}) определяется влиянием температуры на коэффициент передачи тока эмиттера α , обратный ток коллектора I_{KO} и напряжение $U_{OЭБ}$. При $\alpha \approx 1$ и $I_{OK} \gg I_{KO}$ основное влияние оказывает температурный дрейф $U_{OЭБ}$. Для уменьшения дрейфа в соответствии с (1.2) необходимо обеспечить условие $E_Э \gg U_{OЭ} \approx 0,7$ В. При достаточно больших $E_Э$ (более 2-3 В) и $R_Э$ (от 1 до 2 кОм) можно считать, что со стороны эмиттера транзистор запитан источником тока ($R_Э$ значительно больше входного сопротивления транзистора) и ток через транзистор не зависит от изменения $U_{OЭБ}$.

При заданном напряжении U_{OK} (или токе I_{OK}) расчет элементов схемы заключается в определении тока покоя (или напряжения) из соотношения (1.1) и определении $R_Э$ или $E_Э$ 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 $I_{ВХ}$, $I_{ВЫХ}$ 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_K, U_{KB}) уравнение $U_K = E_K - I_K \cdot R_K$ представляет собой уравнение прямой линии, проходящей через точки ($I_K = 0, U_{KB} = E_K$) и ($I_K = E_K / R_K, U_{KB} = 0$). Эта линия называется статической линией нагрузки, т. к. по ней перемещается рабочая точка Q по постоянному току.

При положительной полуволне синусоидального напряжения $E_Г$ напряжение на входе (эмиттере) $U_{ВХ}$ становится более положительным, токи эмиттера и коллектора уменьшаются, напряжение на коллекторе и нагрузке увеличивается, формируется положительная полуволна выходного сигнала.

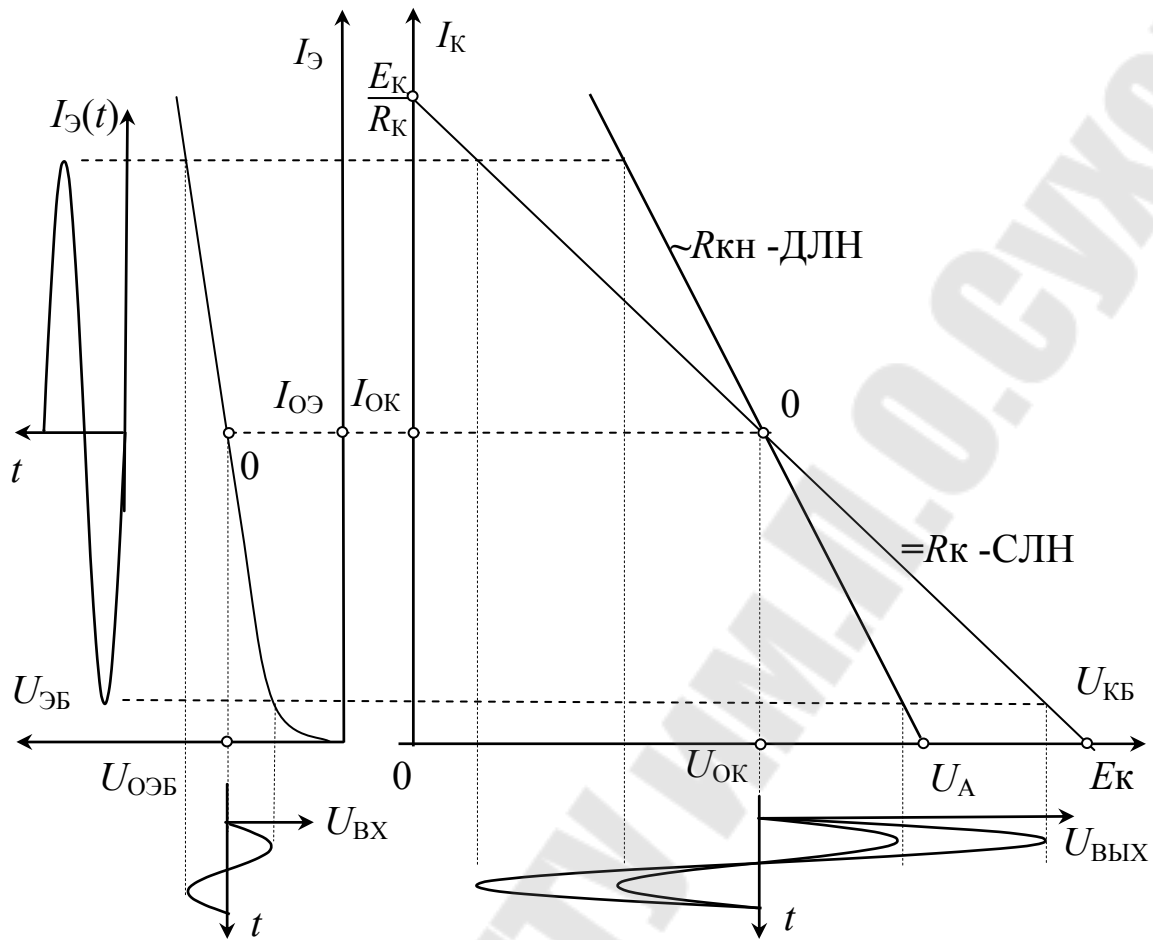


Рис. 1.2. Линии нагрузки и временные диаграммы сигналов

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:

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

где $I_К(t)$ -переменная (сигнальная) составляющая тока отсчитывается от $I_{ОК}$.

В случае короткого замыкания (при $R_H=0$) $U_K=U_{OK}$, $U_K(t)=0$ 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 A :

$U_A = U_{OK} + I_{OK} \cdot R_{KH}$, так как при мгновенном значении переменной составляющей $I_K(t) = -I_{OK}$ суммарный ток через транзистор равен нулю: $I_K = I_{OK} + I_K(t) = 0$. Динамическую линию нагрузки проводят через точки покоя $0 [U_{OK}; I_{OK}]$ и $(I_K=0, U_{KB}=U_A=U_{OK}+I_{OK} \cdot R_{KH})$. 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 $E_K - U_{OK}$ и U_{OK} .

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

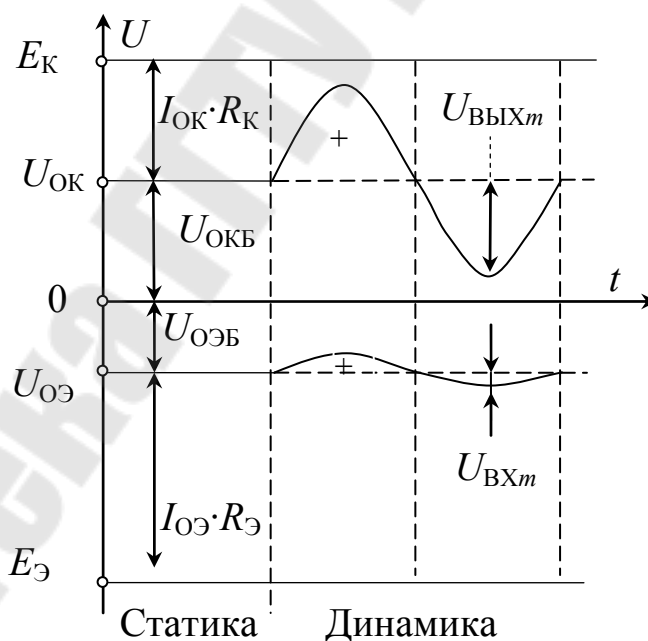


Рис. 1.3. Потенциальные диаграммы усилителя ОБ

В области средних частот сопротивлениями конденсаторов пренебрегают. После замены транзистора линейной Т-образной физической схемой замещения и с учетом того, что внутренние сопротивления источников питания равны нулю, получим эквивалентную схе-

му усилителя для переменных (сигнальных) составляющих токов и напряжений (рис. 1.4).

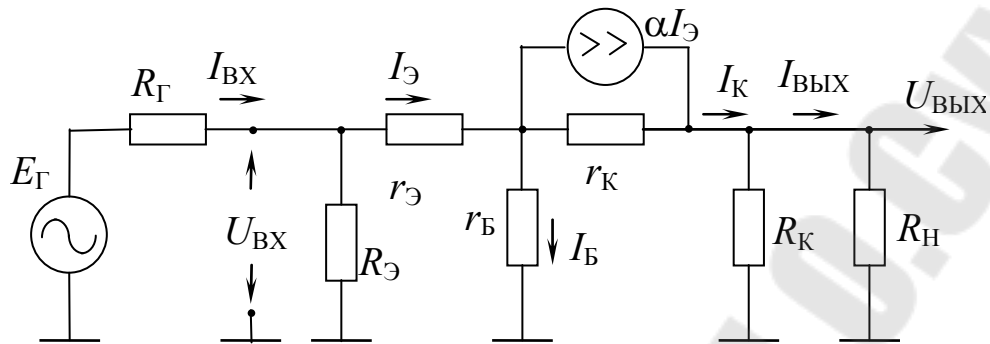


Рис. 1.4. Эквивалентная схема усилителя в области средних частот

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

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

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

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

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

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

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

$$K_{UXX} = U_{ВЫХ XX} / U_{ВХ} = I_{К} \cdot R_{К} / I_{Э} \cdot h_{11Б} = \alpha R_{К} / h_{11Б} \approx R_{К} / h_{11Б} \quad (1.7)$$

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

$$K_U = K_{UXX} \cdot \gamma_{U_{ВЫХ}} = \alpha \cdot \frac{R_K}{h_{11Б}} \cdot \frac{R_H}{R_K + R_H} = \alpha \cdot \frac{R_{KH}}{h_{11Б}} \quad (1.8)$$

По отношению к источнику сигнала с внутренним сопротивлением R_Γ :

$$K_e = \frac{U_{ВЫХ}}{E_\Gamma} = \frac{\alpha \cdot I_\Delta \cdot R_{KH}}{I_{ВХ} \cdot (R_\Gamma + R_{ВХ})} \approx \alpha \cdot \frac{R_{KH}}{R_\Gamma + h_{11Б}} = K_U \cdot \gamma_{U_{ВЫХ}} \quad (1.9)$$

В случае $R_\Gamma \gg R_{ВХ}$

$$K_e = R_{KH}/R_\Gamma, \quad \text{при } R_H \gg R_K \quad K_e = R_K/R_\Gamma \quad (1.10)$$

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_Γ коэффициент усиления K_e не превышает 10-20.

Коэффициент усиления по току при $R_H = 0$

$$K_{iK3} = I_{ВЫХ K3} / I_{ВХ} \approx \alpha \cdot I_\Delta / I_\Delta = \alpha \quad (1.11)$$

При $R_H \neq 0$ часть выходного тока I_K транзистора ответвляется в R_K :

$$I_{ВЫХ} = I_K \cdot R_K / (R_K + R_H) = \alpha \cdot I_\Delta \cdot \gamma_{iВЫХ} \quad (1.12)$$

и коэффициент усиления тока меньше единицы:

$$K_i = \alpha \cdot \gamma_{iВЫХ} \approx \gamma_{iВЫХ} \quad (1.13)$$

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

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

Коэффициент усилению по току по отношению к I_Γ :

$$K_I = I_{ВЫХ}/I_\Gamma = \gamma_{iВХ} \cdot \alpha \cdot \gamma_{iВЫХ} \quad (1.15)$$

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

$$K_I \approx K_i = \alpha \cdot \gamma_{iВЫХ} \quad (1.16)$$

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_G приведены на рис. 1.5 и 1.6.

Сопротивления R_H и R_G оказывают существенное влияние на параметры усилителя через коэффициенты γ_U и γ_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 α и уменьшаются с ростом R_H до нуля при $R_H \gg R_K = R_{ВЫХ}$.

Сопротивление R_G оказывает влияние только на параметры по отношению к E_G и I_G , 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 $R_G=1 \div 10$ Ом. Коэффициент усиления по току K_I наоборот, увеличивается с ростом R_G и уже при $R_G > 100$ Ом практически не зависит от R_G .

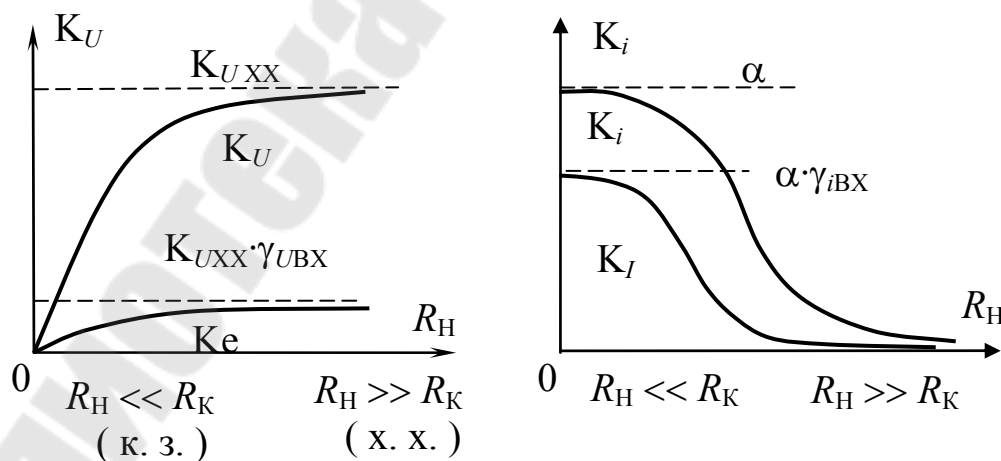


Рис. 1.5. Влияние сопротивления R_H на параметры усилителя

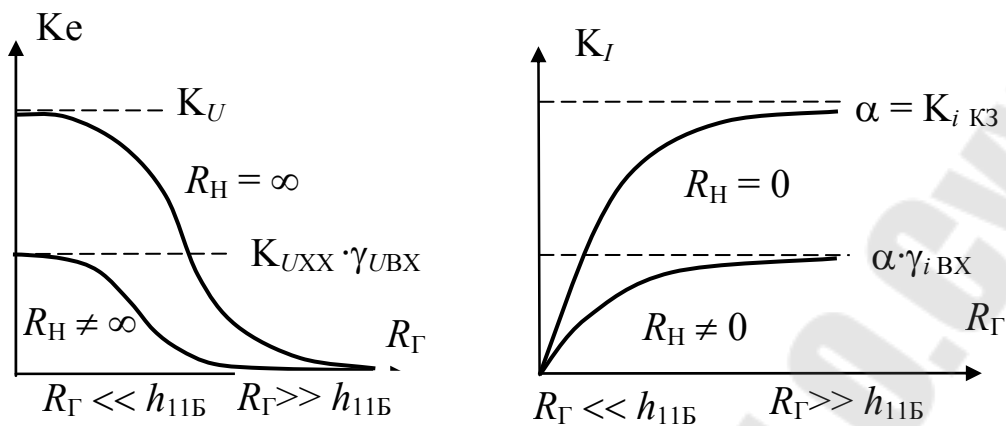


Рис. 1.6. Влияние сопротивления R_{Γ} на параметры усилителя

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:

$$C_1 > [2\pi \cdot f_H \cdot (R_{\Gamma} + R_{BX})]^{-1} \quad (1.17)$$

$$C_2 > [2\pi \cdot f_H \cdot (R_K + R_H)]^{-1} \quad (1.18)$$

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 α , 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:

$$f_B = [2\pi \cdot C_H \cdot R_{KH}]^{-1} \quad (1.19)$$

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

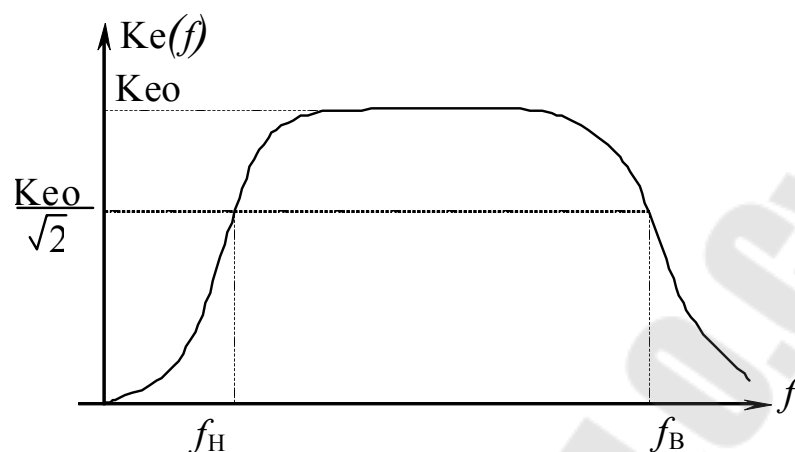


Рис. 7. Частотная характеристика усилителя

МЕТОДИКА ЭКСПЕРИМЕНТА

После расчета элементов усилителя проверяется правильность расчета. Для этого необходимо установить требуемые значения R_K , $R_Э$, $E_Э$, E_K , собрать схему (рис. 1.1) и вольтметром измерить постоянное напряжение на коллекторе U_{OK} . Расчет считается правильным, если отклонение реального значения U_{OK} от заданного не превышает 20%. При исследовании усилителя и снятии осциллограмм $E_{Г}(t)$, $U_{ВХ}(t)$ и $U_{ВЫХ}(t)$ необходимо пользоваться двухканальным осциллографом. Одновременно наблюдая $U_{ВХ}(t)$ и $U_{ВЫХ}(t)$ 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 $R_{Г}$ и $R_{Н}$ на коэффициенты усиления требуемые значения сопротивлений устанавливаются при их отключении от исследуемого усилителя.

ЗАДАНИЕ

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

Таблица 1.1.

№	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
$R_{\text{Г}}, \text{Ом}$	100	100	150	150	200	300	300	200	200	150
$R_{\text{Н}}, \text{кОм}$	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 таблицу 1.2.

Таблица 1.2

$$R_{\text{Н}} = \quad R_{\text{Г}} = \quad R_{\text{К}} = \quad R_{\text{КН}} =$$

$R_{\text{ВХ}}$	$R_{\text{ВЫХ}}$	$\gamma_{\text{УВХ}}$	$\gamma_{\text{УВЫХ}}$	$\gamma_{\text{iВХ}}$	$\gamma_{\text{iВЫХ}}$	$K_{\text{УХХ}}$	K_{U}	$K_{\text{е}}$	$K_{\text{iКЗ}}$	K_{i}	K_{I}	K_{P}	S

УКАЗАНИЕ. Для определения $R_{\text{ВХ}}= R_{\text{ВХБ}}$ принять параметры транзистора $r_{\text{Э}}=r_{\text{Г}}/I_{\text{ОЭ}}$, $r_{\text{Б}}=100 \text{ Ом}$, $\beta=50$.

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

3. Собрать на лабораторном стенда схему усилителя. Путем измерения $U_{\text{ОК}}$ проверить правильность расчета.

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

Рассчитать параметры усилителя.

Таблица 1.3

$f=5$ кГц $E_{Гм}=100$ мВ $R_{Н} =$ $R_{Г} =$

Измерение			
$U_{ВХ}$	$U_{ВЫХ ХХ}$	$U_{ВЫХ}$	$I_{ВЫХКЗ}$

Таблица 1.4

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

Таблица 1.5

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

УКАЗАНИЕ. Расчет входного и выходного сопротивлений провести по формулам

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

$$R_{ВЫХ} = R_{Н} \cdot \frac{U_{ВЫХХХ} - U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХ}}$$

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.

Таблица 1.6

 $f = 5 \text{ кГц}, E_{Гm} = 100 \text{ мВ}, R_{Г} =$

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

6. Исследовать влияние сопротивления источника сигнала на параметры усилителя для режимов х.х. и заданной нагрузки.

Таблица 1.7

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

$R_{Г}, \text{Ом}$	10	20	50	100	150	200	500	1000
$U_{ВЫХ \text{ хх}}$								
$I_{ВЫХ \text{ кЗ}}$								
$U_{ВЫХ}$								
$I_{Г} = E_{Г} / R_{Г}$								
$K_{e \text{ хх}}$								
K_e								
$K_{i \text{ кЗ}}$								
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. 1.7, 1.8).

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 $C_{Н} = 1 \text{ нФ}$ и снять частотную характеристику усилителя, поддерживая постоянным значение $E_{Г}$.

Таблица 1.8

$f, \text{Гц}$	$E_{Гм} = 100 \text{ мВ},$			$R_{Н=}$		$R_{Г=}$		
	$0,2f_{Н}$	$f_{Н}$	$2f_{Н}$	1000	10000	$0,5f_{В}$	$f_{В}$	$5f_{В}$
$U_{\text{ВЫХ}}$								
Ке								

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

9. 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.

Таблица 1.9

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

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

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.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Назвать основные параметры усилителей, как они определяются?
2. Изобразить обобщенные эквивалентные схемы усилителей с различными зависимыми источниками сигнала.

3. Дайте 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 линия нагрузки усилителя ОБ?

ЛИТЕРАТУРА

1. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М. Энергия 1977, стр. 325, 395-397.
2. Виноградов Ю.В. Основы электронной и полупроводниковой техники. М. Энергия 1972, стр. 223-234, 291-293.
3. Булычев А.Л. Прохоренко В.А. Электронные приборы. Мн. Выш. шк. 1987, стр. 197-202, 205-207.
4. Остапенко Г.С. Усилительные устройства. М. Радио и связь 1989, стр. 9-48, 187-191.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 2

ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ В СХЕМЕ ВКЛЮЧЕНИЯ С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

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

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

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

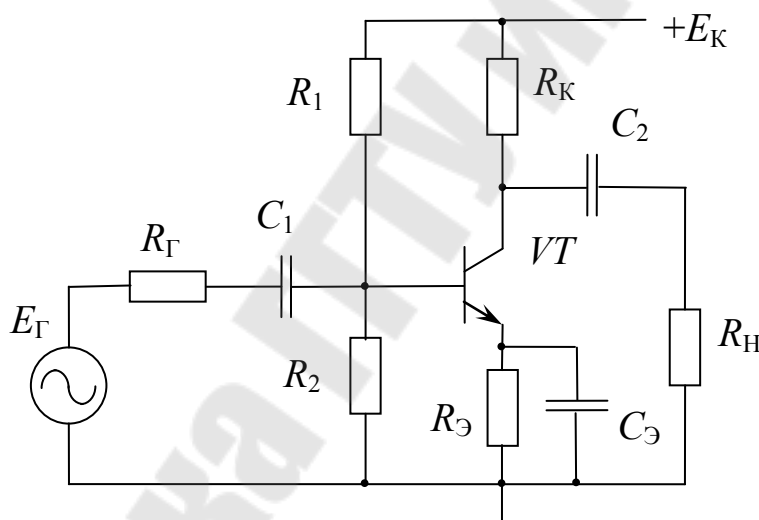


Рис. 2.1. Усилитель на биполярном транзисторе в схеме включения с общим эмиттером

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

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

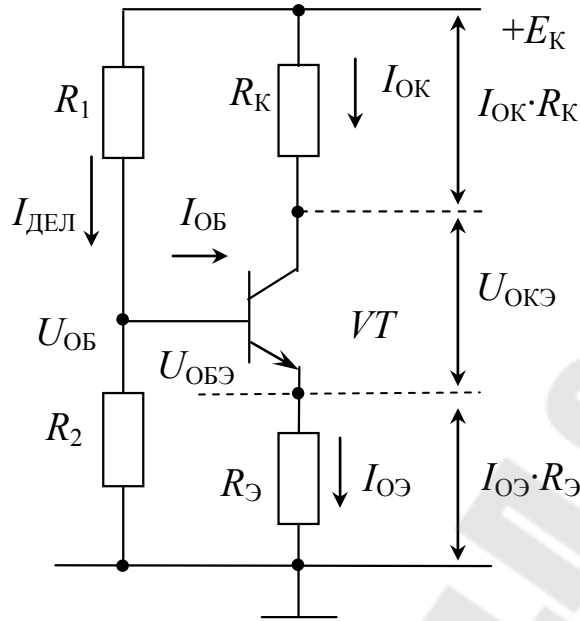


Рис. 2.2. Статический режим усилителя ОЭ

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

$$\begin{cases} I_{ОЭ} \cdot R_Э + U_{ОКЭ} + I_{ОК} \cdot R_K = E_K \\ U_{ОБ} = I_{ОЭ} R_Э + U_{ОБЭ} = U_{ОЭ} + U_{ОБЭ} \\ I_{ДЕЛ} = (E_K - U_{ОБ}) / R_1 = U_{ОБ} / R_2 \end{cases} \quad (1)$$

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

$$E_K = I_{ОЭ} \cdot R_Э + U_{ОКЭ} + I_{ОК} \cdot R_K \approx U_{ОКЭ} + I_{ОК} \cdot (R_K + R_Э) \quad (2)$$

ДЛН пересекает ось напряжений в точке с координатой

$$U_A = U_{ОКЭ} + I_{ОК} \cdot R_{КН} \quad (3)$$

При подключении ко входу усилителя источника сигнала $E_{Г}$ 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° .

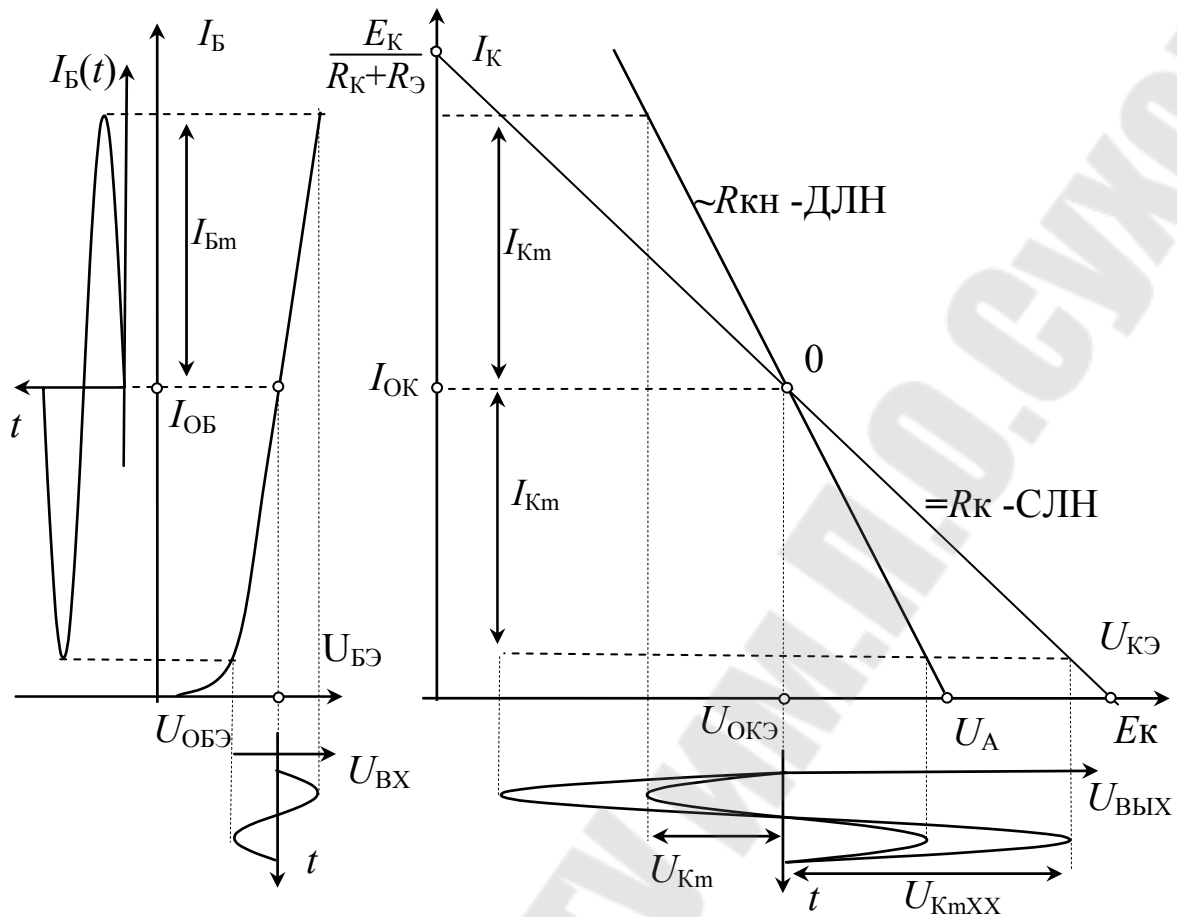


Рис. 2.3. Линии нагрузки и временные диаграммы сигналов

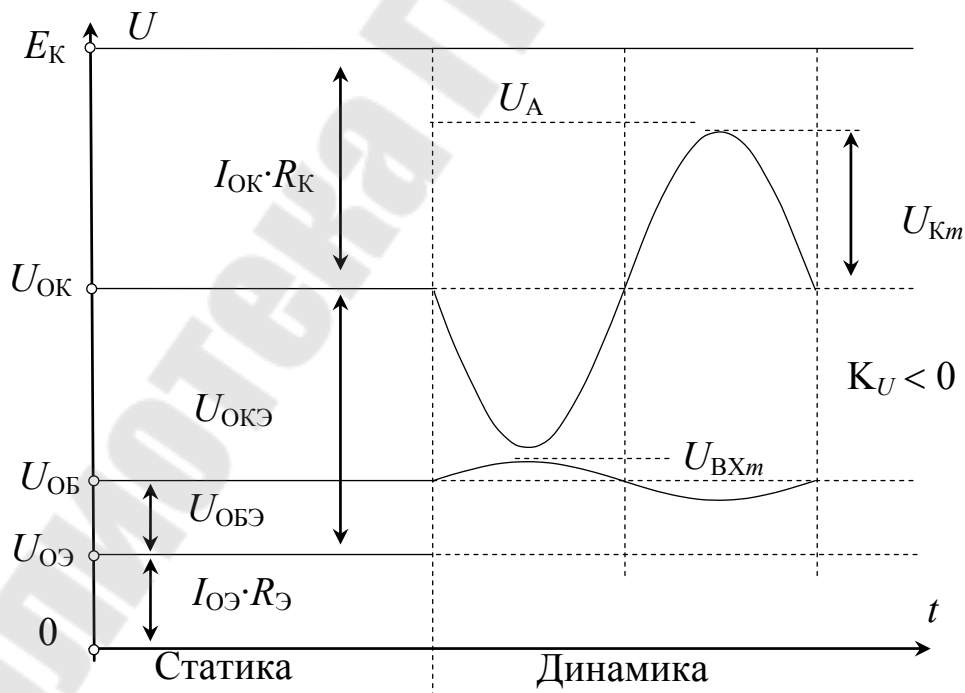


Рис. 2.4. Потенциальная диаграмма усилителя ОЭ

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

Для стабилизации рабочей точки применяют схему 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: $\Delta I_э \approx \Delta I_к$, потенциал эмиттера станет более положительным на величину $\Delta I_э \cdot R_э$. Так как потенциал базы фиксирован, то в соответствии с (1) напряжение $U_{БЭ}$ уменьшается на величину $\Delta I_э \cdot R_э$, что приводит к уменьшению тока база 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 $R_э C_э$ 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 нестабильности S_H , который показывает, во сколько раз изменение тока коллектора $\Delta I_к$ в схеме ОЭ больше, чем изменение тока коллектора $\Delta I_{к1}$ в схеме с идеальной стабилизацией ($S_{H \text{ид}} = 1$):

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

Чем меньше коэффициент нестабильности 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. 5).

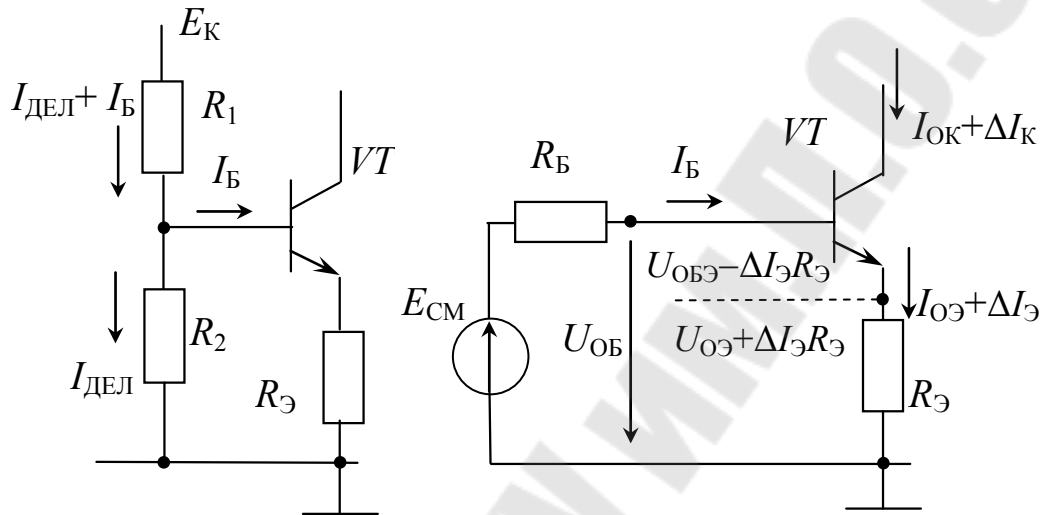


Рис. 5. Эквивалентная схема цепи смещения

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:

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

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

$$U_{BЭ} = U_{OБЭ} - \Delta I_{Э} \cdot R_Э \quad (2.9)$$

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

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

В результате напряжение на эмиттерном переходе в отличие от (9) получает дополнительное приращение

$$U_{BЭ} = U_B - I_Э \cdot R_Э = U_{OB} + \Delta I_B \cdot R_B - (I_{OЭ} + \Delta I_Э) \cdot R_Э = U_{OBЭ} - \Delta I_Э \cdot R_Э + \Delta I_B \cdot R_B \quad (2.12)$$

Приращение $\Delta I_B \cdot R_B$ имеет противоположный знак по отношению к знаку стабилизирующего сигнала $\Delta I_Э \cdot R_Э$ и уменьшает стабильность точки покоя. Увеличение R_B приводит к уменьшению стабилизирующего действия сигнала обратной связи $I_Э \cdot R_Э$, нестабильность точки покоя ΔI_K и $\Delta U_K = \Delta I_K \cdot R_K$ увеличивается.

Для уменьшения S_H необходимо увеличивать сигнал обратной связи путем увеличения $R_Э$ и уменьшать влияние ΔI_B путем уменьшения R_B .

В схеме с идеальной стабилизацией значение коэффициента $S_H = 1$ достигается при $R_B = 0$ и $R_Э = \infty$. 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 $I_{ДЕЛ}$, увеличению мощности в цепи смещения и к уменьшению входного сопротивления усилителя.

Увеличение $R_Э$ приводит к росту напряжения $I_{OЭ} \cdot R_Э$ и уменьшению коэффициента использования напряжения питания E_K .

При значениях сопротивлений R_B и $R_Э$, полученных решением статики (2.1), коэффициент нестабильности S_H рассчитывают по формуле

$$S_H = \frac{\beta}{1 + \gamma_B \cdot \beta} \quad (2.13)$$

где γ_B – коэффициент токораспределения

$$\gamma_B = \frac{R_Э}{R_B + R_Э} \quad (2.14)$$

Предельные значения коэффициентов

$$S_H = \alpha \quad \text{при } \gamma_B = 1, \quad R_Э \gg R_B$$

$$S_H = \beta \quad \text{при } \gamma_B = 0, \quad R_Э \ll R_B$$

Значение $S_H = \alpha \approx 1$ соответствует идеальной стабилизации (схема ОБ), а максимальная нестабильность $S_H = \beta$ соответствует нестабилизированной ($R_Э = 0$) схеме ОЭ.

Результирующее изменение тока коллектора определяют в соответствии с (5)

$$\Delta I_K = S_H \cdot \Delta I_{K1} \quad (2.15)$$

Изменение тока коллектора в схеме с идеальной стабилизацией:

$$\Delta I_{K1} = \frac{\Delta I_{KO}}{\alpha} - \frac{\Delta U_{БЭ}}{R_B + R_Э} + (I_{OB} + I_{KO}) \cdot \frac{\Delta \beta}{\beta} \quad (2.16)$$

Здесь учитывается изменение тока I_K за счет всех составляющих в соответствии с формулой (4): изменение обратного тока коллектора I_{KO} , тока базы через изменение $\Delta U_{БЭ}$ и коэффициента усиления β .

При заданном изменении температуры $\Delta T = T - T_0$ изменение ΔI_{KO} определяют по формуле:

$$\Delta I_{KO} = I_{KO}(T) - I_{KO}(T_0) = I_{KO}(T_0) \cdot \left(2^{\frac{\Delta T}{T_{удв}}} - 1 \right) \quad (2.17)$$

где $I_{KO}(T_0)$ - обратный ток коллектора при комнатной температуре T_0 ,

$I_{KO}(T)$ - обратный ток коллектора при заданной температуре T ,

$T_{удв} \approx 10$ град - температура удвоения обратного тока для кремниевых р-п 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 β 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 (16÷19) рассчитывают изменение тока коллектора ΔI_{K1} , определяют коэффициент нестабильности S_H из соотношений (2.13) и (2.14) и результирующее изменение тока коллектора ΔI_K (15). На практике приемлемыми считаются значения $S_H = 5 \div 10$, $\Delta I_K = (0,1-0,15)I_{OK}$. В случае получения больших значений S_H и ΔI_K следует увеличить $R_Э$ и (или) уменьшить R_B и снова повторить расчет.

Эквивалентная схема усилителя на транзисторе ОЭ в области средних частот имеет вид:

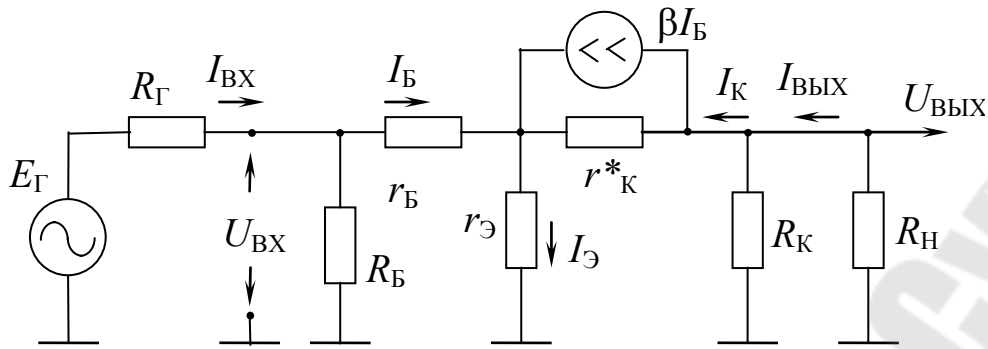


Рис. 2.6. Эквивалентная схема усилителя в области средних частот

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

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

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

При работе от источника сигнала с внутренним сопротивлением $R_Г$ коэффициент распределения напряжения по входу

$$\gamma_{UВХ} = \frac{R_{ВХ}}{R_Г + R_{ВХ}} = \frac{R_B // h_{11Э}}{R_Г + R_B // h_{11Э}} \quad (2.22)$$

При низких значениях сопротивления R_B уменьшаются значения $R_{ВХ}$ и $\gamma_{UВХ}$.

Выходное сопротивление

$$R_{ВЫХ} = r_К^* // R_К \quad (2.23)$$

В схеме ОЭ выходное сопротивление собственно транзистора $r_К^*$ 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 $r_К^*$ необходим. В исследуемой схеме $r_К^* \gg R_К$, поэтому

$$R_{ВЫХ} \approx R_К \quad (2.24)$$

$$\gamma_{UВЫХ} = \frac{R_Н}{r_К^* // R_К + R_Н} \approx \frac{R_Н}{R_К + R_Н} \quad (2.25)$$

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

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

При подключенной нагрузке

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

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

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

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_Γ

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

При $R_B \gg h_{11Э}$

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

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. 6

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

Коэффициенты усиления по току:

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

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

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

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

Эквивалентная крутизна усилителя

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

В схемах на транзисторе ОЭ часто резистор $R_Э$ (или его часть) не шунтируют конденсатором, чтобы использовать действие отрицательной обратной связи и по переменному току для стабилизации усилительных параметров.

Эквивалентная схема входной цепи усилителя ОЭ без блокирующего конденсатора $C_Э$ содержит резистор $R_Э$.

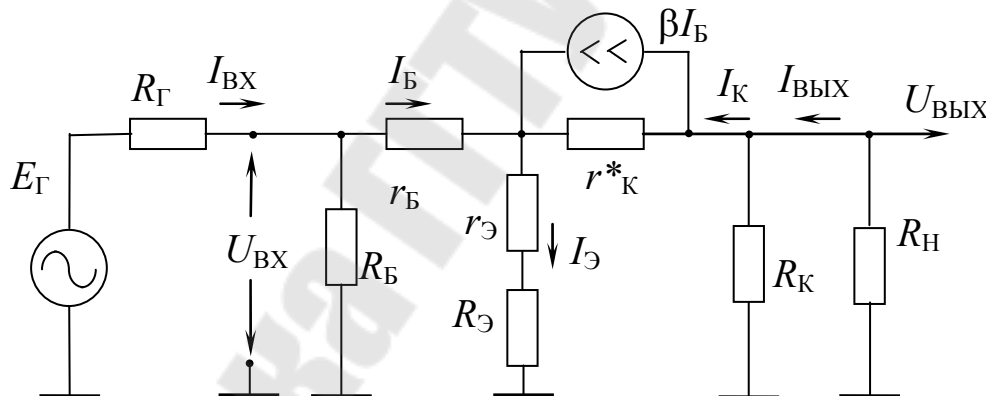


Рис. 2.7. Эквивалентная схема усилителя с отрицательной обратной связью в области средних

Входное сопротивление усилителя с учетом $R_Э$

$$R_{ВХ} = r_B + (1 + \beta) \cdot (r_Э + R_Э) = h_{11Э} + (1 + \beta) \cdot R_Э \quad (2.36)$$

При $R_Э \gg r_Э$, что справедливо уже при $R_Э = 50-100$ Ом

$$R_{ВХ} \approx (1 + \beta) \cdot R_Э \quad (2.37)$$

Входное сопротивление усилителя с отрицательной обратной связью значительно увеличивается, возрастает и $\gamma_{U_{ВХ}}$, что позволяет

усиливать сигналы более высокоомных источников. Недостаток - повышенное влияние R_B .

Усиление по напряжению

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

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

Эквивалентная крутизна усилителя:

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

При достаточно больших $R_Э$ коэффициенты усиления по напряжению и эквивалентная крутизна не зависят от параметров транзистора (стабилизируются). Для схемы ОБ при $R_Г \gg h_{11Э}$ $K_e \approx R_{KH}/R_Г$. Сравним с (39) – $R_Э$ в схеме ОЭ влияет аналогично $R_Г$ в схеме ОБ, что легко объяснимо, т. к. в обоих случаях резисторы включены в цепь эмиттера.

Равенства (2.38) и (2.39) тем точнее, чем больше значения β 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_H на высоких частотах.

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

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

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

Верхняя граничная частота в схеме ОЭ меньше чем в схеме ОБ во-первых потому, что граничная частота коэффициента усиления β меньше, чем граничная частота коэффициента α , 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.

МЕТОДИКА ЭКСПЕРИМЕНТА

Расчетная часть - пп. 1-3 задания - выполняется при подготовке к работе. Схема исследуемого усилителя (рис. 1) собирается после расчета элементов стабилизации режима работы в соответствии с индивидуальным заданием. Проверка правильности расчета проводится путем измерения постоянных напряжений $U_{ОЭ}$, $U_{ОБ}$ и $U_{ОК}$ 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.

ЗАДАНИЕ

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

Таблица 2.1

	$R_2=390 \text{ Ом} \approx 400 \text{ Ом}$					$R_1=9,1 \text{ кОм}$				
№	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			
$R_T, \text{ Ом}$	100	100	150	150	200	300	300	300	300	300
$R_H, \text{ кОм}$	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 $\Delta I_{К1}$, ΔI_K и напряжения ΔU_K при заданном изменении температуры ΔT .

УКАЗАНИЕ. Неуказанные в таблице 2.1 значения определить из системы статики (2.1). Ориентировочно принять параметры тран-

зистора $U_{OBЭ}=0,7В$, $\beta=50$, $I_{KO}=0,5$ мкА.

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

Таблица 2.2

		$h_{11Э} =$	$R_{Г} =$	$R_{Б} =$	$R_{К} =$	$R_{Н} =$	$R_{КН} =$						
$R_{ВХ}$	$R_{ВЫХ}$	γ_{UVX}	$\gamma_{UVЫХ}$	γ_{iBX}	$\gamma_{iBЫХ}$	K_{UXX}	K_U	K_e	K_{iK3}	K_i	K_I	K_P	S

УКАЗАНИЕ. Ориентировочно считать $\beta=50$, $r_{Б} = 100$ Ом, $r_{Э} = \varphi_T / I_{OЭ}$. 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 таблице 2.2.

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

Таблица 2.3

$E_{К}$	$U_{OЭ}$	U_{OB}	$U_{OBЭ}$	$U_{OKЭ}$	U_{OK}	U_{RK}

5. Подключить к усилителю (с блокировочным конденсатором $C_{Э}$) источник усиливаемого сигнала $E_{Г}$, провести измерения и рассчитать усилительные параметры. Данные занести в таблицу 2.4. Зарисовать осциллограммы напряжений $E_{Г}(t)$, $U_{ВХ}(t)$, $U_{ВЫХ}(t)$, $U_{ВЫХХХ}(t)$.

$$E_{Гm} = 10 \text{ мВ} \quad f = 5 \text{ кГц} \quad R_{Н} = \quad R_{Г} =$$

Таблица 2.4

Измерение			
$U_{ВХ}$	$U_{ВЫХ ХХ}$	$U_{ВЫХ}$	$I_{ВЫХК3}$

Таблица 2.5

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

Параметры транзистора:

$$I_{Б} = I_{ВХ} - \frac{U_{ВХ}}{R_{Б}}, \quad h_{11Э} = \frac{U_{ВХ}}{I_{Б}}, \quad \beta \approx h_{21Э} = \frac{I_{К}}{I_{Б}} = \frac{I_{ВЫХК3}}{I_{Б}}$$

Параметры усилителя

Таблица 2.6

$R_{ВХ}$	$R_{ВЫХ}$	$\gamma_{УВХ}$	$\gamma_{УВЫХ}$	$\gamma_{iВХ}$	$\gamma_{iВЫХ}$	$K_{УХХ}$	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_{Ω} , повторить измерения и расчет по п. 5 для $E_{гт}=100$ мВ и $f=5$ кГц. Данные занести в таблицу, аналогичную таблице 2.4.

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 ΔT . 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.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

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

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 ее 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 получите 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.

ЛИТЕРАТУРА

1. Степаненко И.П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М. Энергия 1977, стр. 317-352, 369-371.
2. Виноградов Ю.В. Основы электронной и полупроводниковой техники. М. Энергия 1972, стр. 238-254, 258-278, 344-346.
3. Булычев А.Л. Прохоренко В.А. Электронные приборы. Мн. Выш. шк. 1987, стр. 199-211.
4. Остапенко Г.С. Усилительные устройства. М. Радио и связь. 1989, стр. 59-64, 116-127, 176-181.
5. Аналоговая и цифровая электроника. Ю.Ф. Опачий, О.П.Глудкин, А.И. Гуров– М: 2000. Стр. 183– 210.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 3
ИССЛЕДОВАНИЕ ЭМИТТЕРНОГО ПОВТОРИТЕЛЯ
НАПРЯЖЕНИЯ

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

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

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.

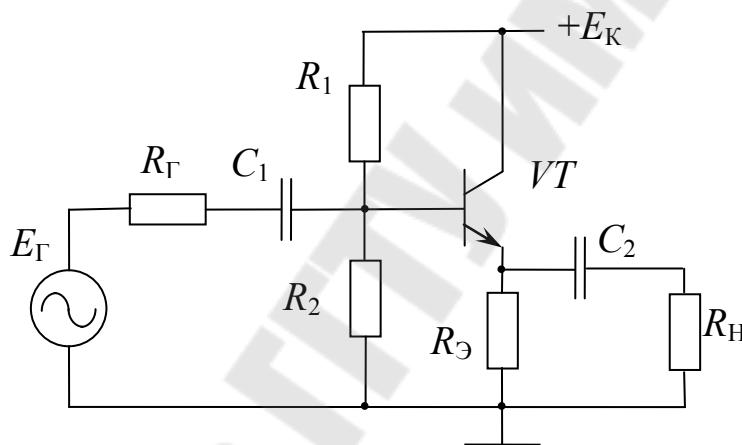


Рис. 3.1. Усилитель на биполярном транзисторе в схеме включения с общим коллектором – эмиттерный повторитель

Для переменных составляющих напряжений

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

Напряжение $U_{\text{БЭ}}$ в линейном режиме работы транзистора слабо зависит от переменной составляющей тока базы, а значит и от усиливаемых 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%-ной 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%-ной 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 β 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 па переменному току

$$R_{ЭН} = R_Э // R_H \quad (3.7)$$

Уравнение ДЛН

$$U_A = U_{ОКЭ} + I_{ОЭ} \cdot R_{ЭН} \quad (3.8)$$

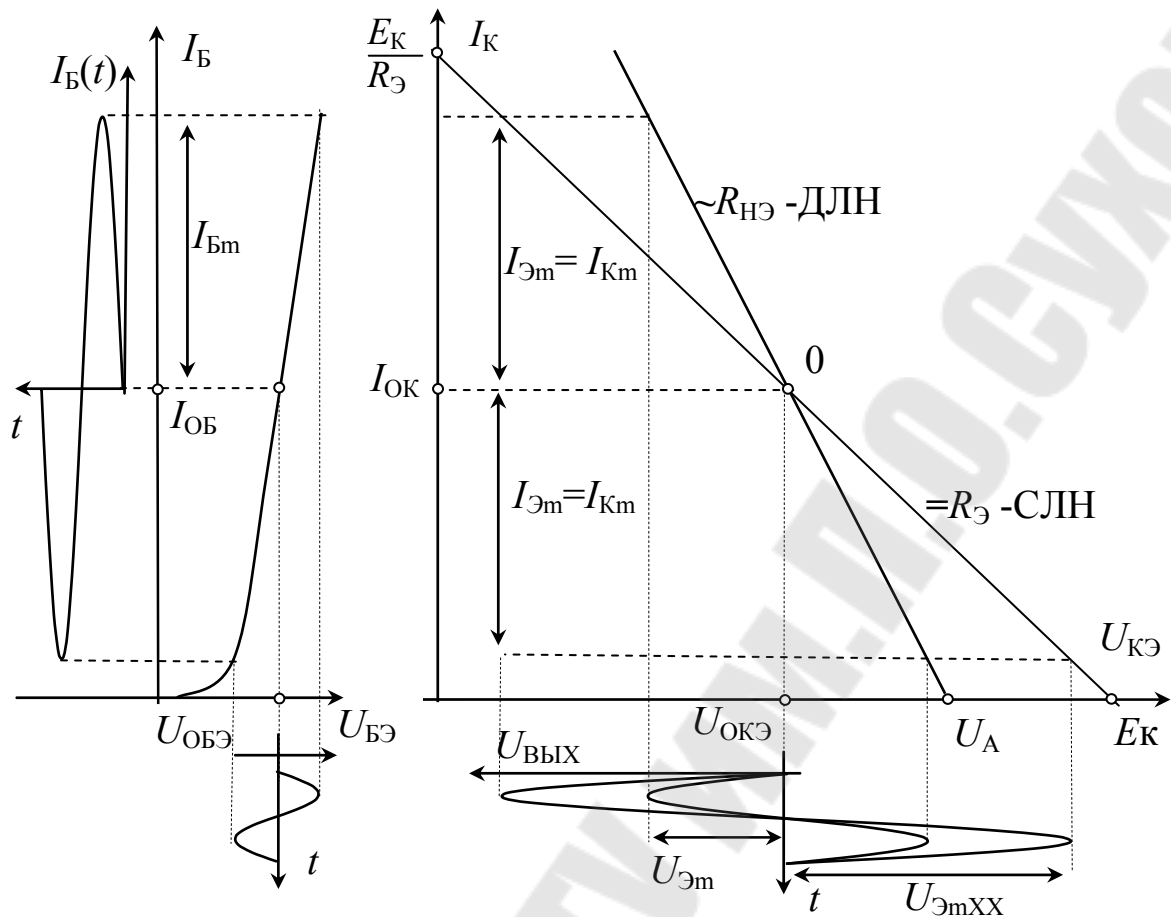


Рис. 3.2. Линии нагрузки и временные диаграммы сигналов

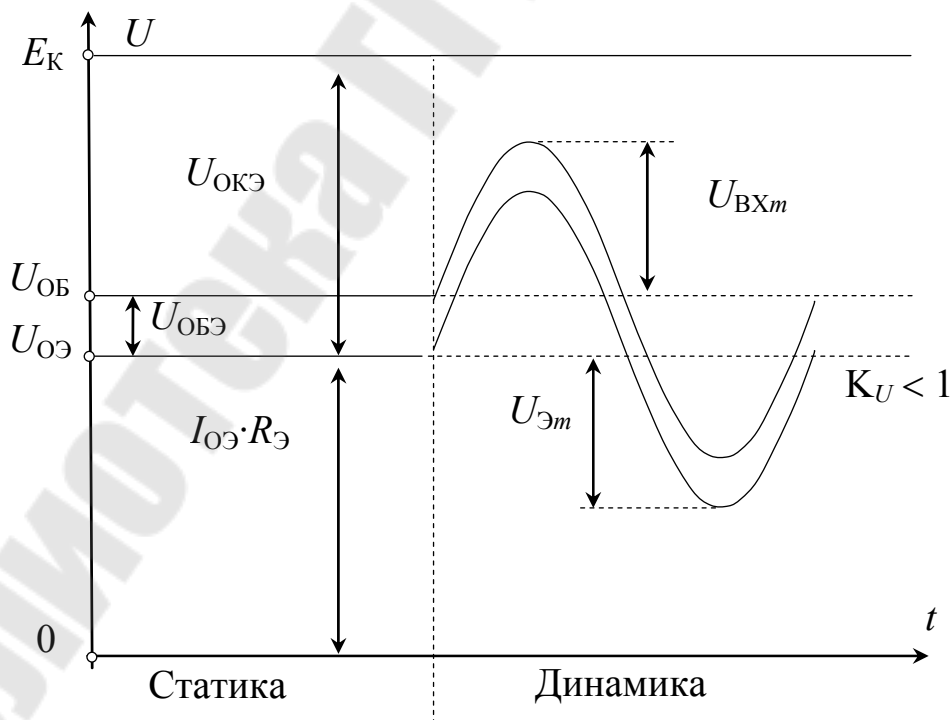


Рис. 3.3. Потенциальная диаграмма повторителя

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

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

$$R_{BX} = \frac{U_{BX}}{I_B} = r_B + (1 + \beta) \cdot [r_K^* // (r_{\mathcal{E}} + R_{\mathcal{E}} // R_H)] \approx \quad (3.9)$$

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

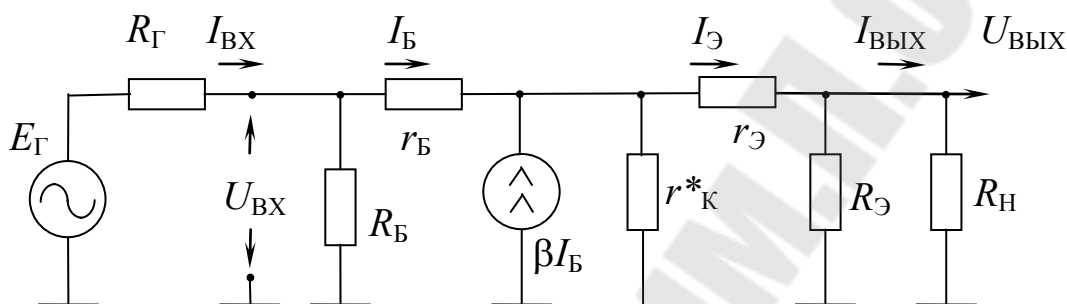


Рис. 3.4. Эквивалентная схема повторителя в области средних частот

С учетом сопротивлений делителя

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

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

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

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

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя

$$R_{BYX} = R_{\mathcal{E}} // \left[r_{\mathcal{E}} + r_K^* // \frac{r_B + R_G // R_B}{1 + \beta} \right] \approx R_{\mathcal{E}} // \left[r_{\mathcal{E}} + \frac{r_B + R_G // R_B}{1 + \beta} \right] \approx \quad (3.14)$$

$$\approx R_{\mathcal{E}} // \left[\frac{h_{11\mathcal{E}} + R_G // R_B}{1 + \beta} \right] \approx R_{\mathcal{E}} // \left[h_{11\mathcal{E}} + \frac{R_G}{1 + \beta} \right] \approx h_{11\mathcal{E}} + \frac{R_G}{1 + \beta}$$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

Влияние R_B учитывается дополнительным коэффициентом в формулах (3.20)–(3.22)

$$\gamma_i' = \frac{I_B}{I_{ВХ}} = \frac{R_B}{R_B + h_{11Э} + (1 + \beta) \cdot R_{ЭН}} \quad (3.22)$$

$$K_{iКЗ} = \frac{I_{ВЫХКЗ}}{I_{ВХ}} = \frac{I_B}{I_{ВХ}} \cdot \frac{I_{ВЫХКЗ}}{I_B} = \gamma_i' \cdot (1 + \beta) \quad (3.23)$$

$$K_i = \frac{I_{ВЫХ}}{I_{ВХ}} = \frac{I_B}{I_{ВХ}} \cdot \frac{I_{ВЫХ}}{I_B} = \gamma_i' \cdot (1 + \beta) \cdot \frac{R_{Э}}{R_{Э} + R_{Н}}, \quad (3.24)$$

$$K_I = \frac{I_{ВЫХ}}{I_{Г}} = \gamma_{iВХ} \cdot \gamma_i' \cdot K_i = \frac{R_{Г}}{R_{Г} + R_{ВХ}} \cdot \gamma_i' \cdot (1 + \beta) \cdot \frac{R_{Э}}{R_{Э} + R_{Н}} \quad (3.25)$$

Коэффициент усиления по мощности

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

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

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.

ЗАДАНИЕ

1. Рассчитать значение сопротивления R_2 базового делителя по исходным данным:

Таблица 3.1

$R_2 = 2,6 \text{ кОм}$ $R_1 = 9,1 \text{ кОм}$

№	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
$E_K, \text{ В}$	10	11	12	13	14	15	14	13	12	11
$U_{OЭ}, \text{ В}$		5			6			6		
$U_{OБ}, \text{ В}$	5			6			7			6
$I_{OЭ}, \text{ мА}$			2			3			3	
$R_{Г}, \text{ кОм}$	0,6	0,8	1	1,2	1	0,9	0,8	0,7	0,6	0,5
$R_{Н}, \text{ кОм}$	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 таблицу 3.2.

Таблица 3.2

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

$R_{ВХХХ}$	$R_{ВХ}$	$\gamma_{УВХХХ}$	$\gamma_{УВХ}$	$R_{ВЫХ}$	$\gamma_{УВЫХ}$	$\gamma_{iВХ}$	γ'_i	$K_{УХХ}$	K_U	K_e
				$K_{iКЗ}$	K_i	K_I	K_P			

УКАЗАНИЕ. Ориентировочно считать $\beta=50$, $r_{Б} = 100 \text{ Ом}$, $r_{Э} = \varphi_T / I_{OЭ}$. 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 $U_{OБ}$, $U_{OЭ}$, $U_{OКЭ}$.

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

$$E_{\Gamma m} = 1 \text{ В} \quad f = 5 \text{ кГц} \quad R_{\Gamma} = R_{\Theta} = R_{\text{Н}} = R_{\Theta\text{Н}} =$$

Таблица 3.3

Измерение			
$U_{\text{ВХ. XX}}$	$U_{\text{ВХ}}$	$U_{\text{ВЫХ XX}}$	$U_{\text{ВЫХ}}$

Таблица 3.4

Расчет			
$I_{\text{ВХ}} = \frac{E_{\Gamma} - U_{\text{ВХ}}}{R_{\Gamma}}$	$I_{\Gamma} = \frac{E_{\Gamma}}{R_{\Gamma}}$	$I_{\Theta} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\Theta\text{Н}}}$	$I_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{Н}}}$

Параметры транзистора:

$$I_{\text{Б}} = I_{\text{ВХ}} - \frac{U_{\text{ВХ}}}{R_{\text{Б}}}, \quad \beta \approx h_{21\Theta} = \frac{I_{\Theta}}{I_{\text{Б}}}, \quad h_{11\Theta} \approx \frac{U_{\text{ВХ}}}{I_{\text{Б}}} - (1 + \beta) \cdot R_{\Theta\text{Н}}$$

Параметры усилителя:

Таблица 3.5

$R_{\text{ВХ}}$	$R_{\text{ВХХХ}}$	$\gamma_{U\text{ВХХХ}}$	$\gamma_{U\text{ВХ}}$	$R_{\text{ВЫХ}}$	$\gamma_{U\text{ВЫХ}}$	$\gamma_{i\text{ВХ}}$	$K_{U\text{ХХХ}}$	K_U
		Ке	К _i	К _I	К _P			

УКАЗАНИЕ. Расчет параметров проводить по формулам

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

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

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

$$\gamma_{U\text{ВХ}} = \frac{U_{\text{ВХ}}}{E_{\Gamma}}, \quad \gamma_{U\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВЫХХХ}}}, \quad \gamma_{i\text{ВХ}} = \frac{I_{\text{ВХ}}}{I_{\Gamma}}, \quad K_{U\text{ХХХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХХХ}}}{U_{\text{ВХХХ}}},$$

$$K_U = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}, \quad K_e = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{E_{\Gamma}}, \quad K_i = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\text{ВХ}}}, \quad K_I = \frac{I_{\text{ВЫХ}}}{I_{\Gamma}}, \quad K_P = K_U \cdot K_i$$

5. Измерить максимальные (неискаженные) амплитуды положительной и отрицательной полуволн 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.

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.

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.
7. Как влияет коэффициент β на основные параметры усилителя?
8. Как влияет сопротивление нагрузки на параметры повторителя?
9. Как влияет сопротивление источника сигнала на коэффициент передачи по напряжению?

ЛИТЕРАТУРА

1. Степаненко И. П. Основы теории транзисторов и транзисторных схем. М., Энергия, 1977, стр. 381-395.
2. Виноградов Ю. В. Основы электронной и полупроводниковой техники. М., Энергия, 1972, стр. 334-344.
3. Остапенко Г. С. Усилительные устройства. М., Радио и связь, 1989, стр. 181-187.
- 6.1 Аналоговая и цифровая электроника. Ю.Ф.Опадчий, О.П.Глудкин, А.И. Гуров– М: 2000. Стр. 210– 217.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 4
ИССЛЕДОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЕЙ НА ПТ В СХЕМЕ ОИ
ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Цель работы – исследование усилителей на полевых транзисторах в схеме включения с общим истоком.

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.

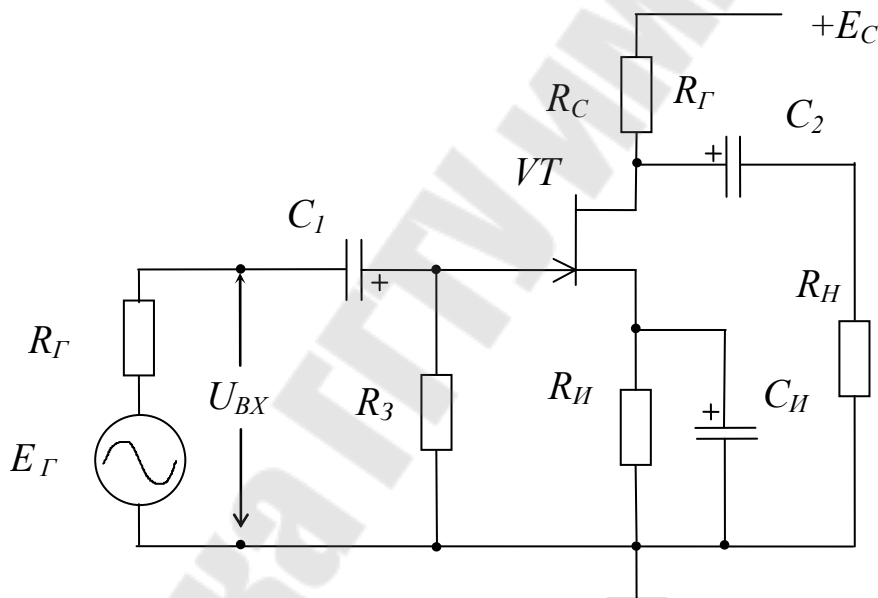


Рис. 4.1. Усилитель на ПТ в схеме ОИ

Резистор R_3 обеспечивает нулевой потенциал на затворе $U_{O3} = I_{O3}R_3 \approx 0$. Ток покоя I_{OC} определяется сопротивлением $R_{и}$. Напряжения и токи в режиме покоя показаны на рис. 4.2 и связаны соотношениями:

$$I_{OC} = I_{Oи}, \quad U_{O3} = R_3 \cdot I_{O3} = 0,$$

$$I_{OC} \cdot R_{и} + U_{Oзи} = 0, \quad R_{и} = \frac{|U_{Oзи}|}{I_{OC}}, \quad (4.1)$$

$$E_c = I_{Oи} \cdot R_{и} + I_{OC} \cdot R_c + U_{Oси} = I_{OC} \cdot (R_{и} + R_c) + U_{Oси}. \quad (4.2)$$

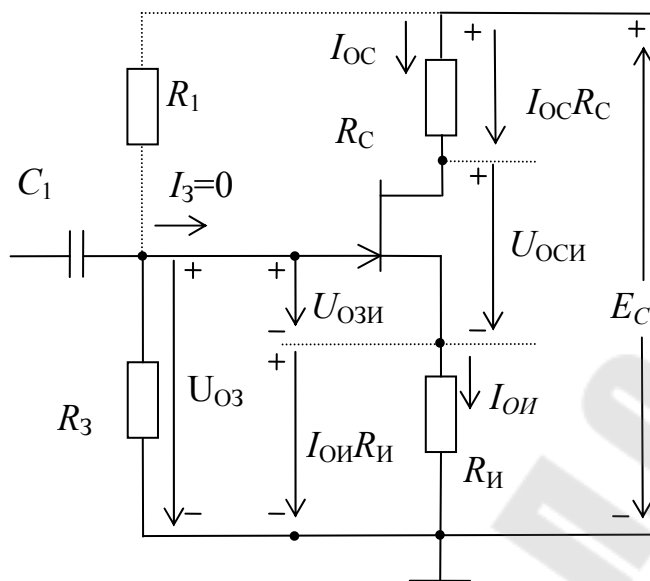


Рис. 4.2. Режим покоя усилителя на ПТ

Для определения $R_{и}$ необходимо знать координаты $[U_{ози}; I_{оc}]$ точки покоя на сток-затворной ВАХ:

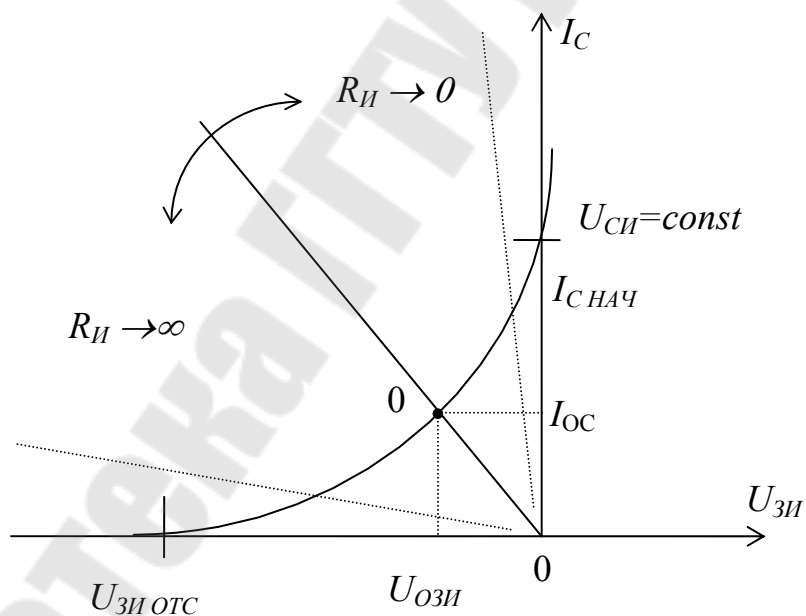


Рис 4.3. Положение точки покоя на сток-затворной ВАХ ПТ

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 $R_{и} = 0$ $U_{ози} = 0$ и ток покоя равен начальному $I_{оc} = I_{c \text{ нач}}$

(рис. 4.3). Недостатком такого режима является значительная неопределенность точки покоя из-за отклонения начальных токов ПТ от номинального. Достоинство - максимальная крутизна транзистора и следовательно максимальное усиление по напряжению.

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

$$U_{ОЗИ} = U_{ОЗ} - U_{ОИ} = E_C \cdot \frac{R_3}{R_3 + R_1} - I_{ОС} \cdot R_{И}. \quad (4.3)$$

Увеличение напряжения $U_{ОЗИ}$ позволяет увеличить значение $I_{ОС} \cdot R_{И}$ и стабильность точки покоя, но требует соответствующего увеличения напряжения питания E_C . Поэтому задаются значением $U_{ОЗ} = (0.1 \div 0.3) E_C$. Стабилизирующее действие резистора $R_{И}$ аналогично действию $R_Э$ в схемах эмиттерной стабилизации. Например, увеличение тока покоя $I_{ОС}$ на величину $+\Delta I_{ОС}$ под действием температуры, разброса параметров и других факторов, вызывает приращение напряжения $+\Delta U_{ОИ} = \Delta I_{ОС} \cdot R_{И}$ и при постоянном $U_{ОЗ}$ противоположное по знаку приращение $-\Delta U_{ОЗИ} = +\Delta U_{ОИ}$. Меньшему напряжению $U_{ОЗИ}$ соответствует меньший ток $I_{ОС}$ и результирующее изменение $\Delta I_{ОС}$ 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 $R_{И} \cdot S = 2 \div 5$.

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

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

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 $O[U_{ОСИ}; I_{ОС}]$ и точку с координатами $[U_A; 0]$, где

$$U_A = U_{ОСИ} + I_{ОС} \cdot R_{СН}. \quad (4.5)$$

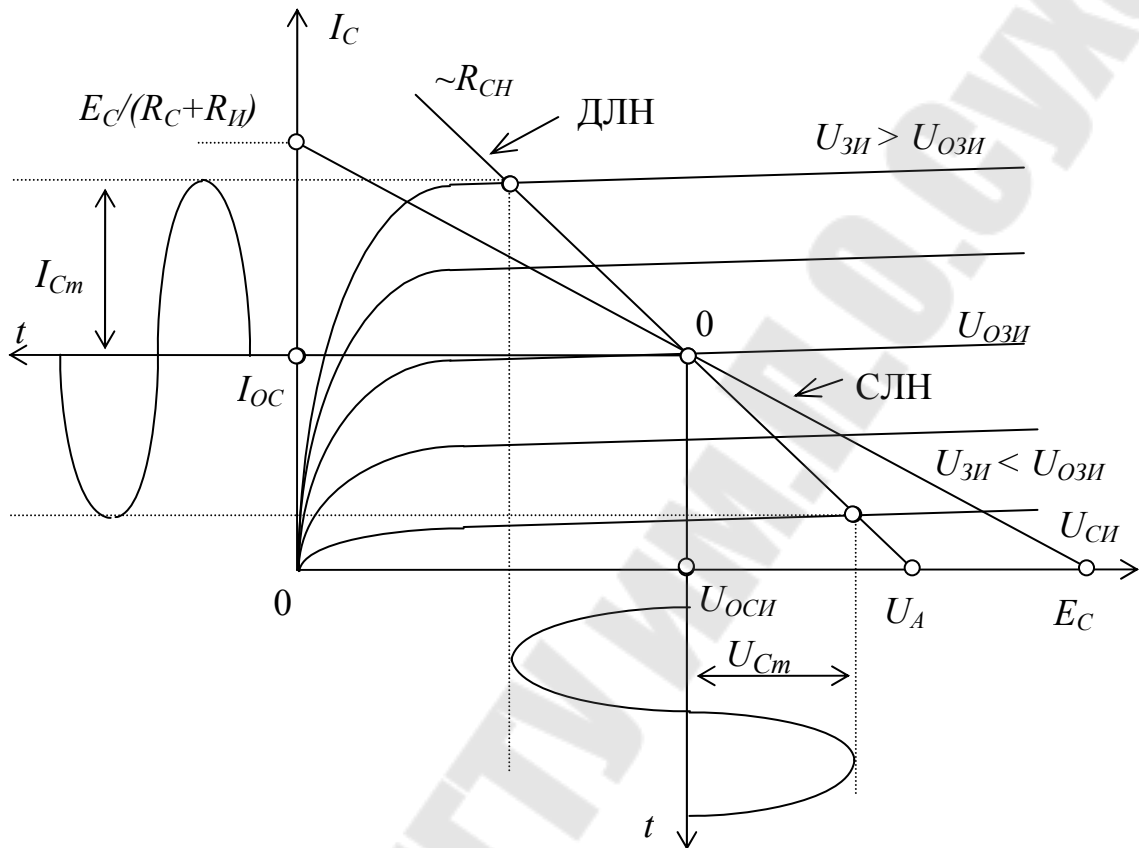


Рис 4.4. Выходные ВАХ ПТ и линии нагрузки

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 $R_{ВХ} \gg R_{Г}$.

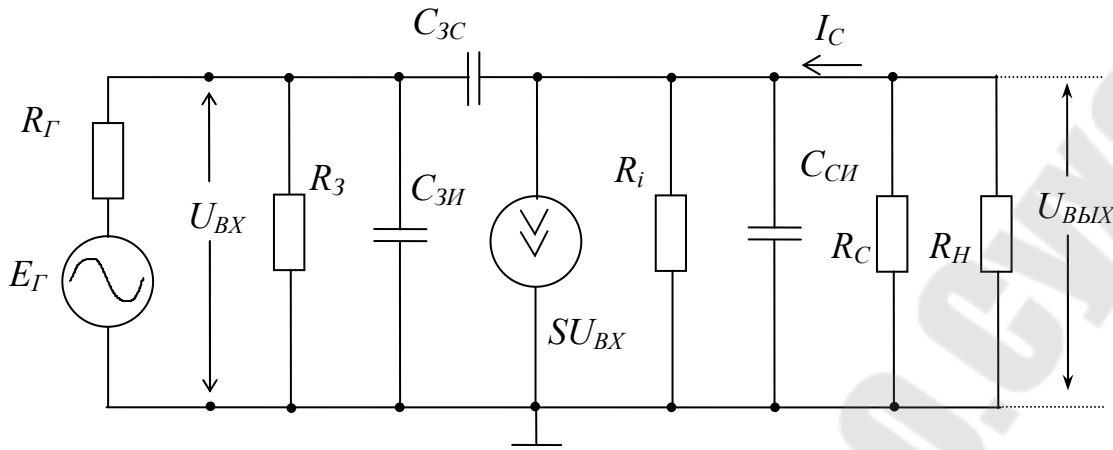


Рис. 4.5. Малосигнальная схема замещения усилителя на ПТ в схеме включения с общим истоком

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)

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

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

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

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

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

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

$$U_{BX} = E_{\Gamma} \cdot \frac{R_{BX}}{R_{\Gamma} + R_{BX}} = E_{\Gamma} \cdot \gamma_{UBX} \quad (4.11)$$

$$K_E = \frac{U_{ВЫХ}}{E_{\Gamma}} = \frac{R_{BX}}{R_{\Gamma} + R_{BX}} \cdot S \cdot R_i \parallel R_{CH} = \gamma_{UBX} \cdot K_{UXX} \cdot \gamma_{UВЫХ} \approx \approx \frac{R_{BX}}{R_{\Gamma} + R_{BX}} \cdot SR_{iC} \cdot \frac{R_H}{R_{iC} + R_H} \quad (4.12)$$

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

В области высоких частот необходимо учитывать емкостной входной ток, равный сумме токов емкости $C_{зи}$ и проходной емкости $C_{зс}$:

$$\begin{aligned} I_{СВХ} &= j\omega C_{зи} \cdot U_{ВХ} + j\omega C_{зс} [U_{ВХ} - U_{ВЫХ}] = \\ &= j\omega C_{зи} U_{ВХ} + j\omega C_{зс} (1 + |K_U|) U_{ВХ} = \\ &= j\omega [C_{зи} + C_{зс}(1 + |K_U|)] U_{ВХ} = j\omega C_{ВХ} \cdot U_{ВХ} \end{aligned} \quad (4.13)$$

где $C_{ВХ} = C_{зи} + C_{зс}(1 + |K_U|)$ – эквивалентная входная емкость.

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

ЗАДАНИЕ

3.1. Снять сток-затворную характеристику n -канального полевого транзистора с управляющим p - n - переходом:

$$U_{СИ} = +5В$$

Таблица 4.1

$U_{зи}, В$	0	-0.5	-1.0	-1.5	-2.0	-2.5	-3.0
$I_C, мА$							

Определить $I_{c.нач}$ и $U_{зи.отс}$ ($I_c=0.1$ мА). Построить сток-затворную ВАХ. Рассчитать крутизну S при изменении тока от 0 до $I_{c.нач}$.

$$U_{си} = +5В$$

Таблица 4.2

I_c , мА	0.5	1.0	2	3	4	$I_{c.нач}$
S , мА/В							

Оценить значение сопротивления R_i . Для этого при $U_{зи} = \text{const} = -0.5В$ изменить напряжение $U_{си}$ на $\Delta U_{си} = 2 \div 3В$, измерить приращение ΔI_c и рассчитать $R_i = \Delta U_{си} / \Delta I_c$.

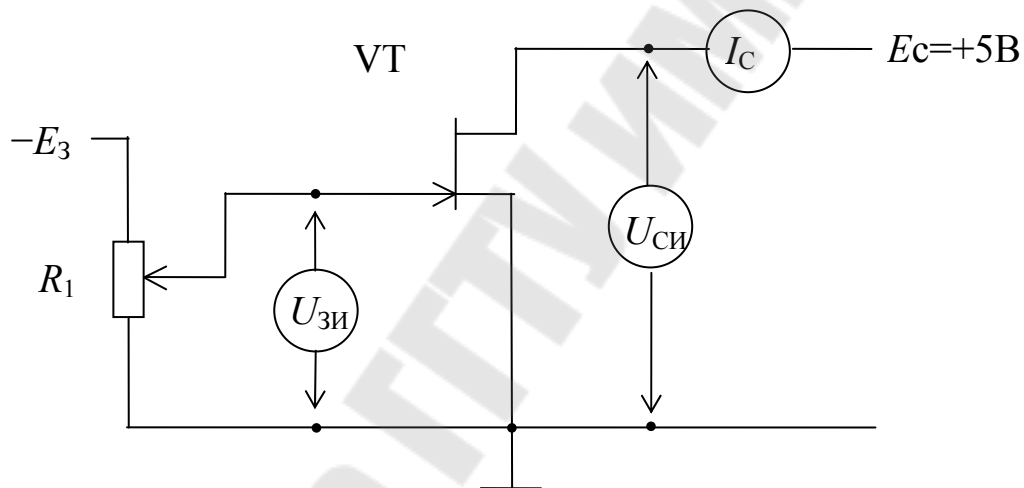


Рис. 4.1. Схема измерения ВАХ и параметров ПТ

3.2. По заданному преподавателем значению I_{oc} и определенным в п.3.1 параметрам ПТ рассчитать сопротивление резистора R_i и напряжения $I_{oi}R_i$, $I_{oc}R_c$ и $U_{оци}$.

Собрать схему усилителя на ПТ.

Установить полученное значение R_i , подать на схему питание E_c и проверить правильность расчета на постоянном токе.

Результаты измерений и расчетов представить в виде таблицы:

Таблица 4.3

	$I_{oi}R_i$	$I_{oc}R_c$	$U_{оци}$
Расчет			
Измерение			

Построить статическую и динамическую линии нагрузки.

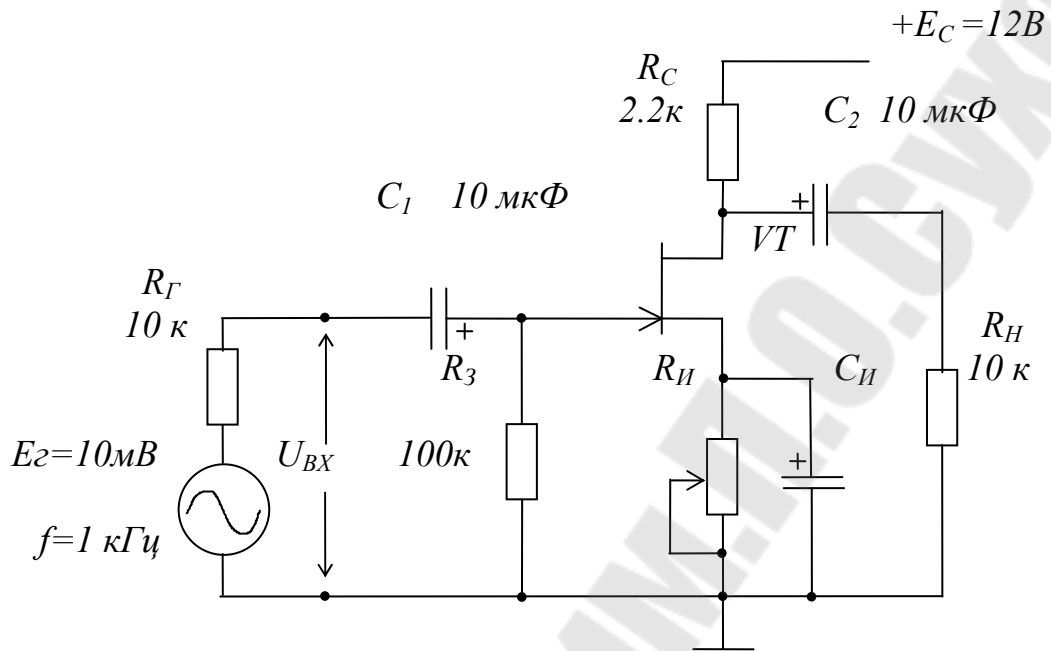


Рис. 4.2. Схема исследуемого усилителя

3.3. На основании малосигнальной схемы замещения с использованием известных значений величин R_G , R_3 , $R_{и}$, R_C , R_H и S рассчитать параметры усилителя [см. формулы (4.6) – (4.12)].

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

$E_G = 10$ мВ

Таблица 4.4

U_{BX}	$U_{BЫXX}$	$U_{BЫX}$

По результатам измерения определить параметры усилителя.

$$R_{BX} = R_G \cdot \frac{U_{BX}}{E_G - U_{BX}}, \quad R_{BЫX} = R_H \cdot \frac{U_{BЫXX} - U_{BЫX}}{U_{BЫX}},$$

$$\gamma_{UBX} = \frac{U_{BX}}{E_G}, \quad \gamma_{UBЫX} = \frac{U_{BЫX}}{U_{BЫXX}},$$

$$K_E = \frac{U_{BЫX}}{E_G}, \quad K_{UXX} = \frac{U_{BЫXX}}{U_{BX}}, \quad K_U = \frac{U_{BЫX}}{U_{BX}}.$$

Результаты измерений и расчетов пп. 3.3, 3.4 свести в таблицу:

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.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

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

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

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

ЛИТЕРАТУРА

- 6.1 Остапенко Г. С. Усилительные устройства: Учебн. пособие для вузов. – М: Радио и связь, 1989. Стр. 128–131, 156–169.
- 6.2 Забродин Ю. С. Промышленная электроника: Учебник для вузов. – М.: Высш. шк., 1982. Стр. 104 – 108.
- 6.3 Булычев А. Л., Прохоренко В. А. Электронные приборы. Учебн. пособие для вузов по специальности "Радиотехника". – Мн.: Выш. шк., 1987. Стр. 242 – 262.
- 6.4 Аналоговая и цифровая электроника. Ю.Ф. Опачий, О.П.Глудкин, А.И. Гуров– М: 2000. Стр. 210– 217.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 5

ИССЛЕДОВАНИЕ ИСТОКОВОГО ПОВТОРИТЕЛЯ НАПРЯЖЕНИЯ

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.

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.

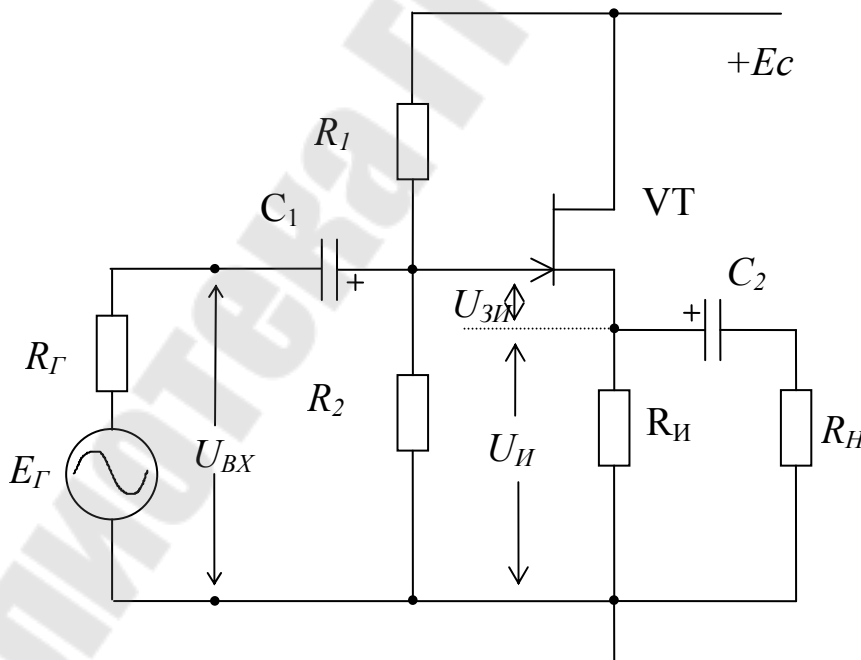


Рис. 5.1. Истоковый повторитель напряжения

Потенциал на затворе для получения максимальной амплитуды сигнала выбирают из условия $U_{O3} \approx I_{OC}R_{II} \approx 0.5E_C$. При этом точка покоя делит статическую ЛН примерно пополам. По постоянному току

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

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

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

Статическая линия нагрузки (СЛН) описывается уравнением:

$$E_C = I_{OC} \cdot R_{II} + U_{OСИ}, \quad (5.3)$$

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

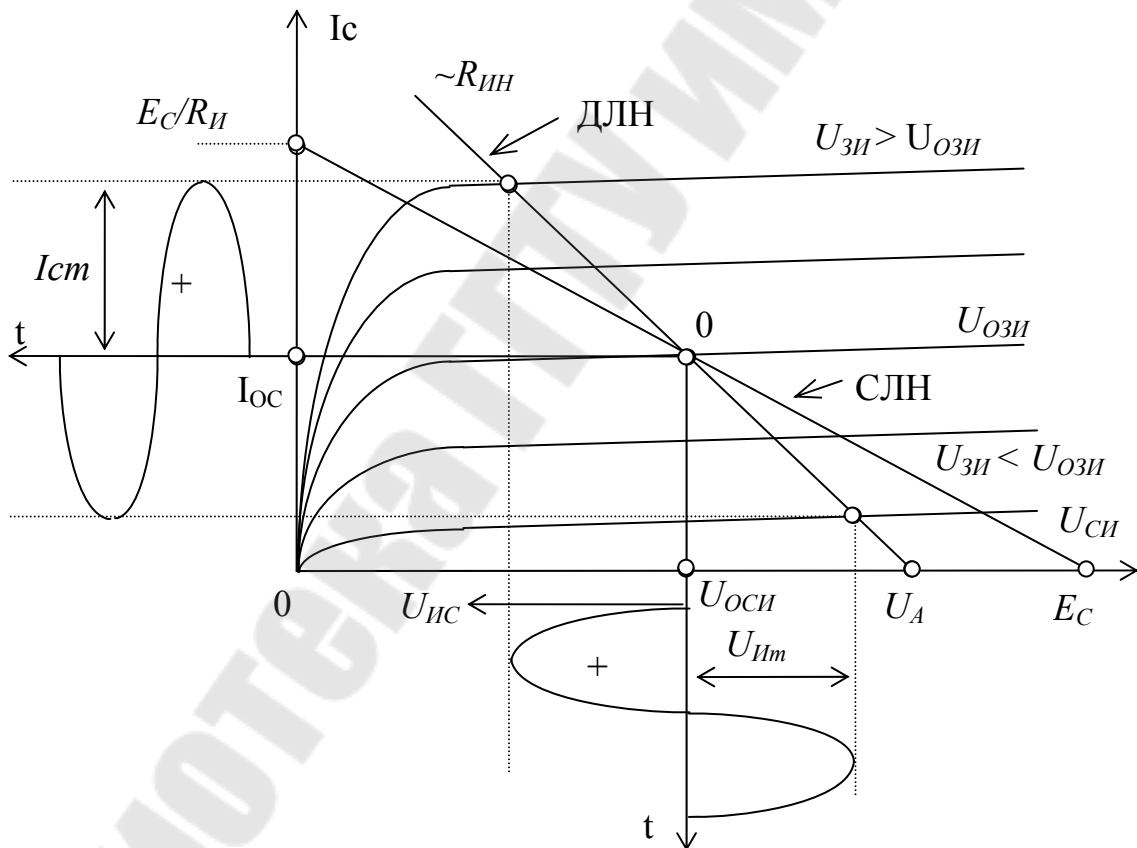


Рис 5.2. Выходные ВАХ ПТ и линии нагрузки истокового повторителя

На переменном токе нагрузкой транзистора является эквивалентный резистор

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

Динамическая линия нагрузки (ДЛН) проходит через точку покоя $O[U_{\text{ОСИ}}; I_{\text{ОС}}]$ 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:

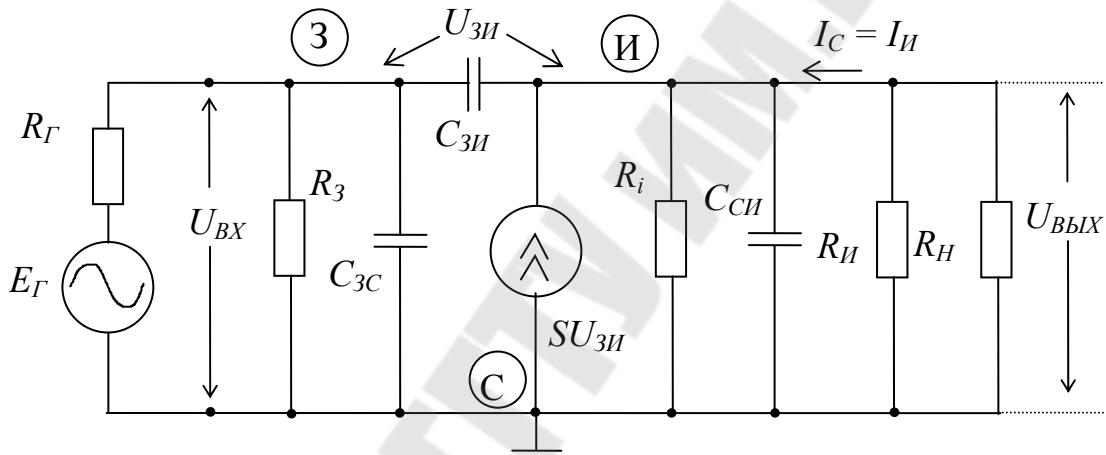


Рис. 5.3. Малосигнальная схема замещения истокового повторителя

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 $C_{\text{ЗИ}}$, $C_{\text{ЗС}}$ и $C_{\text{СИ}}$ учитываются в области высших частот.

Входное сопротивление определяется эквивалентным сопротивлением делителя напряжения, формирующего $U_{\text{ОЗ}}$.

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

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

В схеме истокового повторителя зависимый источник тока управляется разностью напряжений

$$U_{ЗИ} = U_{ВХ} - U_{ВЫХ} \quad (5.7)$$

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

$$U_{ВЫХ} = SU_{ЗИ} \cdot R_i \parallel R_{ИН} = S \cdot R_i \parallel R_{ИН} \cdot (U_{ВХ} - U_{ВЫХ}), \quad (5.8)$$

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

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

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

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

Сквозной коэффициент передачи с учетом внутреннего сопротивления источника сигнала

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

В случае выполнения распространенного в практических схемах соотношения $R_{ИН} \ll R_i$ после замены $R_i \parallel R_{ИН} \rightarrow R_{ИН}$ и $R_i \parallel R_{И} \rightarrow R_{И}$ формулы (10÷12) несколько упрощаются.

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

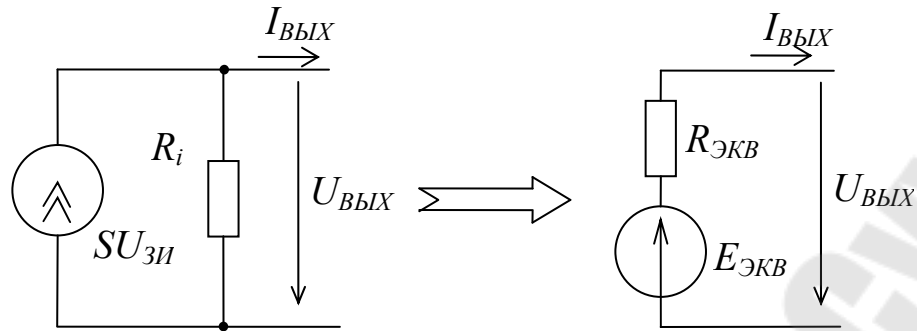


Рис. 5.4. Преобразование зависимого источника тока в источник ЭДС

Для исходной схемы

$$U_{ВЫХХХ} = SU_{ЗИ} R_i = SR_i (U_{ВХ} - U_{ВЫХХХ}),$$

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

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

Параметры эквивалентной схемы

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

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

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

Сквозной коэффициент передачи для полученной схемы

$$K_E = \frac{U_{ВЫХ}}{E_{Г}} = \frac{R_{ВХ}}{R_{\partial} + R_{ВХ}} \cdot \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \gamma_{УВХ} \cdot K_U =$$

$$= \frac{R_{ВХ}}{R_{Г} + R_{ВХ}} \cdot \frac{\mu}{1 + \mu} \cdot \frac{R_{ИИ}}{\frac{R_i}{1 + \mu} + R_{ИИ}}, \quad (5.16)$$

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

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

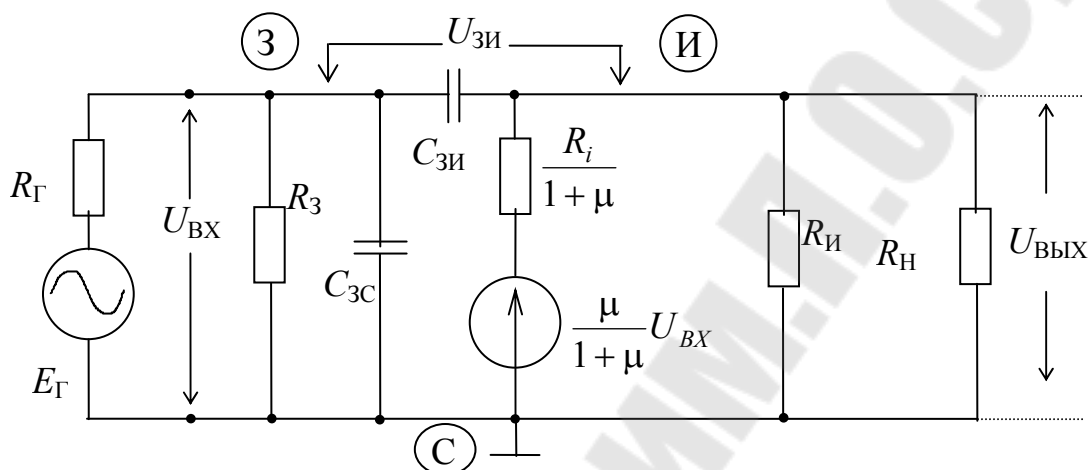


Рис. 5.5. Малосигнальная схема замещения истокового повторителя с источником ЭДС, управляемым напряжением $U_{ВХ}$

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

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

Из эквивалентности схем замещения с зависимыми источниками тока и ЭДС следует и эквивалентность формул 10÷12 и 16÷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 $R_{ВЫХ}$ постоянно и сопротивление схемы определяется пассивными элементами (рис. 2.5):

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

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

$$\begin{aligned}
 I_{CBX} &= j\omega C_{3C} \cdot U_{BX} + j\omega C_{3И} \cdot [U_{BX} - U_{ВЫХ}] = \\
 &= j\omega C_{3C} \cdot U_{BX} + j\omega C_{3И} \cdot U_{BX}(1 - K_U) = \\
 &= j\omega [C_{3C} + C_{3И}(1 - K_U)] \cdot U_{BX} = j\omega C_{BX} \cdot U_{BX} \quad (5.20)
 \end{aligned}$$

где $C_{BX} = C_{3C} + C_{3И}(1 - K_U)$ - 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.

ЗАДАНИЕ

1. Рассчитать параметры точки покоя истокового повторителя напряжения (рис. 5.1). Собрать схему, измерить напряжения в режиме покоя ($E_I = 0$), проверить правильность расчета.

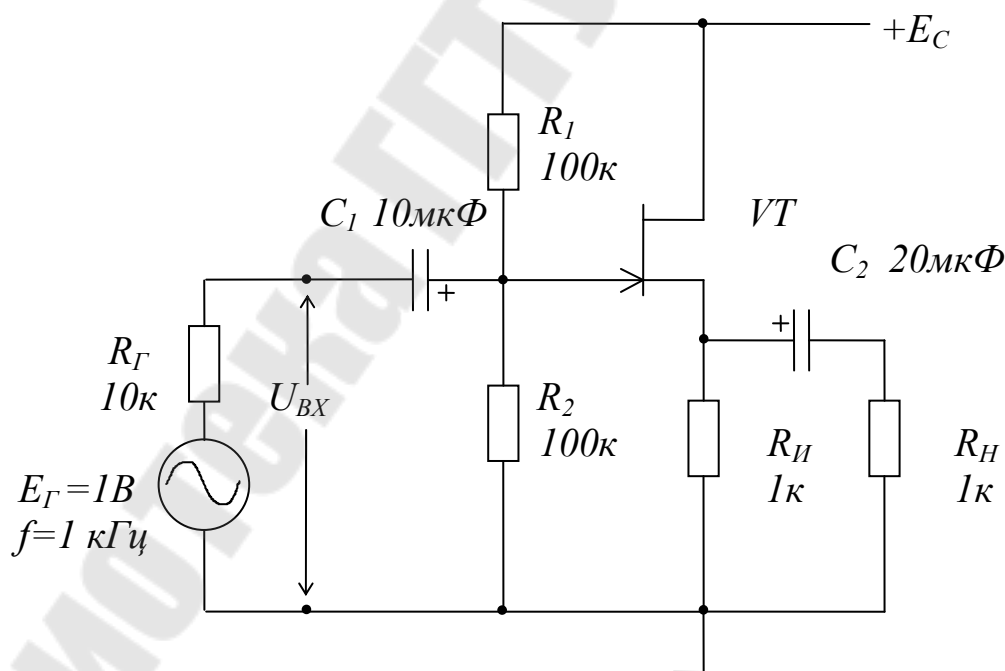


Рис. 5.1. Истоковый повторитель напряжения

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 таблицы:

Таблица 5.1

	E_C	U_{O3}	$I_{OC}R_{и}$	I_{OC}	$U_{O3и}$	$U_{Oси}$
Расчет			$\approx U_{O3}$		≈ 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 $R_{Г}$, 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 $E_{Г}$, $U_{ВХ}$, $U_{ВЫХХХ}$, $U_{ВЫХ}$.

$$E_{Г} = 1 \text{ В}$$

Таблица 5.2

$U_{ВХ}$	$U_{ВЫХХХ}$	$U_{ВЫХ}$

По результатам измерения определить параметры усилителя.

$$R_{ВХ} = R_{Г} \cdot \frac{U_{ВХ}}{E_{Г} - U_{ВХ}}, \quad R_{ВЫХ} = R_{H} \cdot \frac{U_{ВЫХХХ} - U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХ}},$$

$$\gamma_{УВХ} = \frac{U_{ВХ}}{E_{Г}}, \quad \gamma_{УВЫХ} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВЫХХХ}},$$

$$K_E = \frac{U_{ВЫХ}}{E_{Г}}, \quad K_{УХХ} = \frac{U_{ВЫХХХ}}{U_{ВХ}}, \quad K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}.$$

Результаты измерений и расчетов пп. 2, 3 свести в таблицу:

Таблица 5.3

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

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

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

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА

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

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 э.д.с.
4. Доказать эквивалентность параметров повторителя, полученных на основе разных схем замещения.
- 5/ Сравнить параметры истокового и эмиттерного повторителей напряжения.

6. ЛИТЕРАТУРА

1. Остапенко Г. С. Усилительные устройства: Учебн. пособие для вузов. – М: Радио и связь, 1989. Стр. 170–176.
2. Забродин Ю. С. Промышленная электроника: Учебник для вузов. – М.: Высш. шк., 1982. Стр. 110 – 112.
3. Аналоговая и цифровая электроника. Ю.Ф.Опадчий, О.П.Глудкин, А.И. Гуров– М: 2000. Стр. 217– 221.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 6

УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью работы является изучение характеристик усилителей мощности основных классов: А, В, АВ, экспериментальное исследование характеристик двухтактных усилителей мощности классов В и АВ, изучение методов снижения свойственных классу В нелинейных искажений.

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 , $P_{ПОТР}$, КПД.

В зависимости от положения точки покоя на статических ВАХ активных приборов УМ делятся на классы – А, В, С 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 А (рис. 1) точка покоя выбирается таким образом, чтобы рабочая точка при движении по линии нагрузки не попала в области отсечки или насыщения. Транзистор в течение всего периода синусоидального сигнала (360°) находится в активном режиме. Для класса А угол отсечки $Q=180^\circ$, т. к. 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 А показана на рис. 1, основные схемы усилителей класса А приведены на рис. 2.

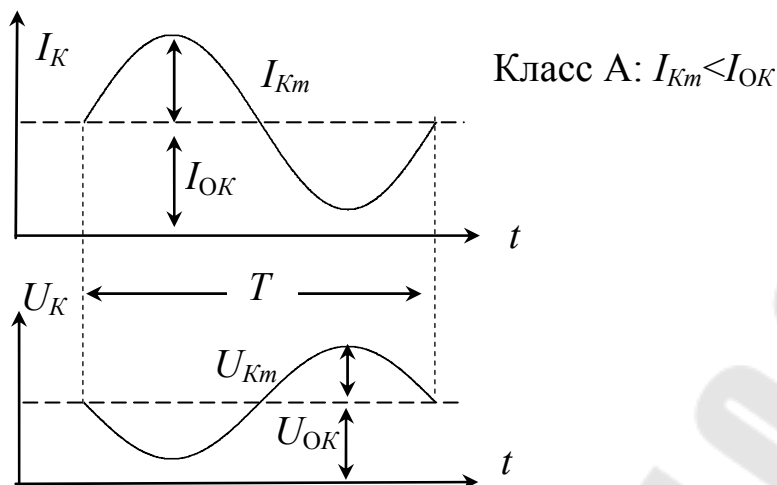


Рис. 6.1. Временные диаграммы тока и напряжения на транзисторе в классе А

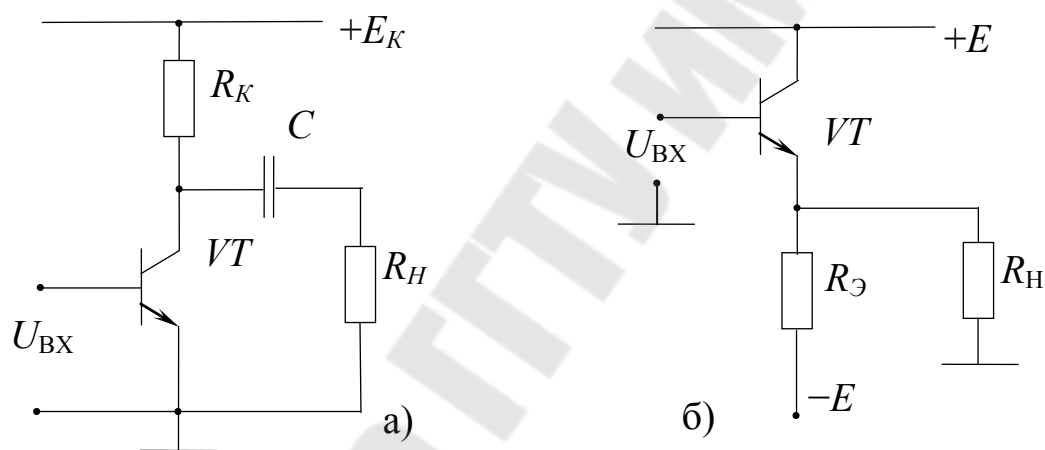


Рис. 6.2. Усилители класса А на транзисторе в схемах включения с общим эмиттером (а) и с общим коллектором (б)

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

Для схемы 0Э (рис. 6.2а) 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} .

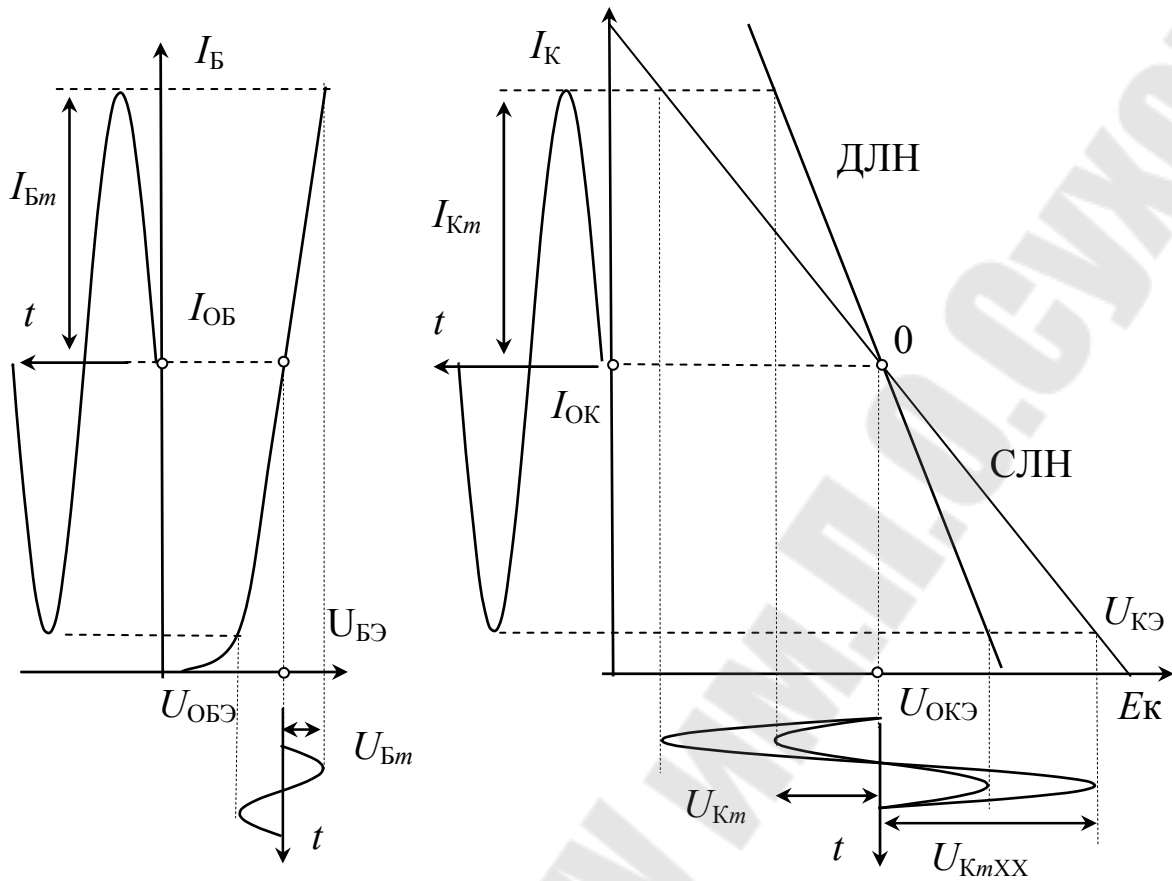


Рис. 6.3. Линии нагрузки и временные диаграммы сигналов усилителей класса А

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

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

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

—известный режим согласованной нагрузки.

Максимальная мощность на нагрузке при условии (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:

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

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

Учитывая (5) и (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 А (рис. 2) не превышает 6.25%. Поэтому такие усилители применяются в качестве усилителей напряжения, тока и микромощных усилителей мощности.

Мгновенное значение мощности на коллекторе транзистора

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

Графики тока, напряжения и мощности, рассеиваемой транзистором, для двух значений амплитуд сигнала U_{H1m} и U_{H2m} , приведены на рис. 6.4.

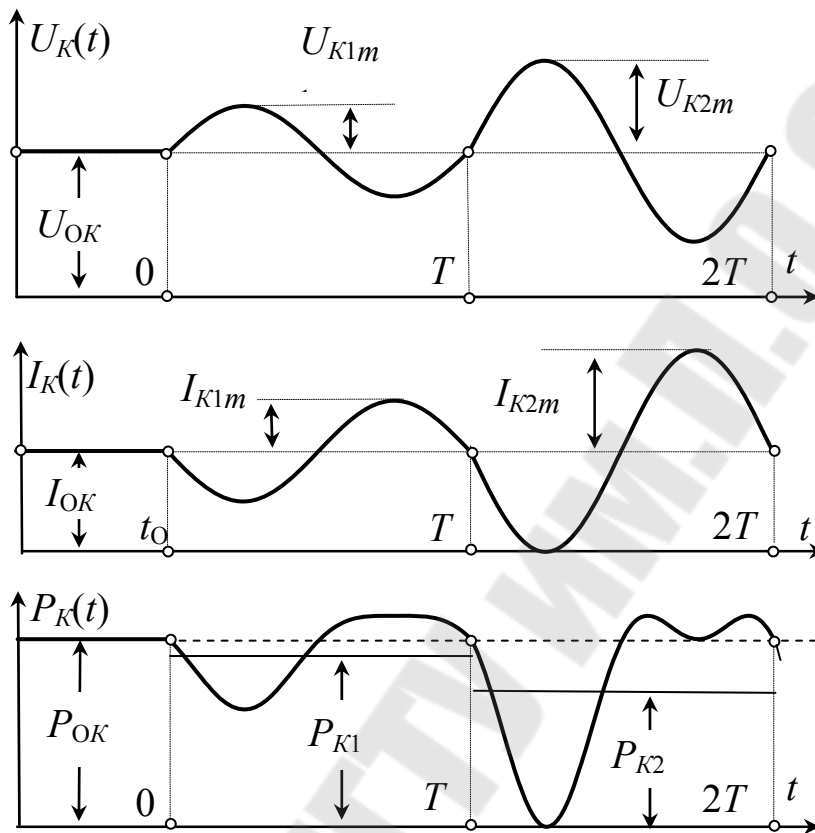


Рис. 5. Временные диаграммы

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 мощность равна отдаваемой во внешнюю цепь мощности на переменном

токе. Максимальная мощность на коллекторе, соответствующая режиму покоя:

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

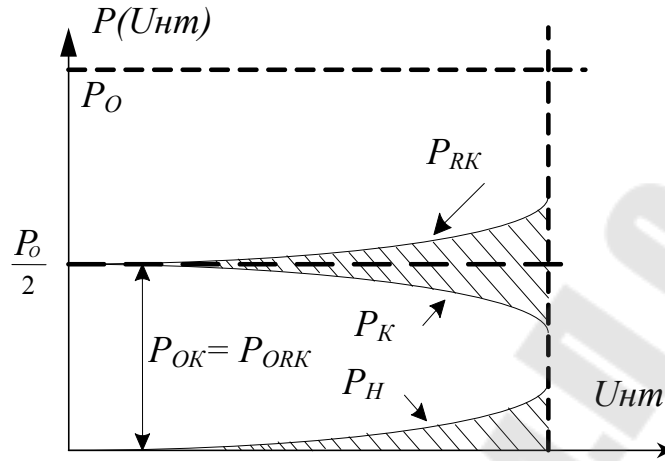


Рис. 6.6. Зависимости мощностей от амплитуды сигнала

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

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

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

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

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

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

Достоинством класса А 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 энергетических параметров рассмотренные УМ класса А 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 А 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 А 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 А 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.

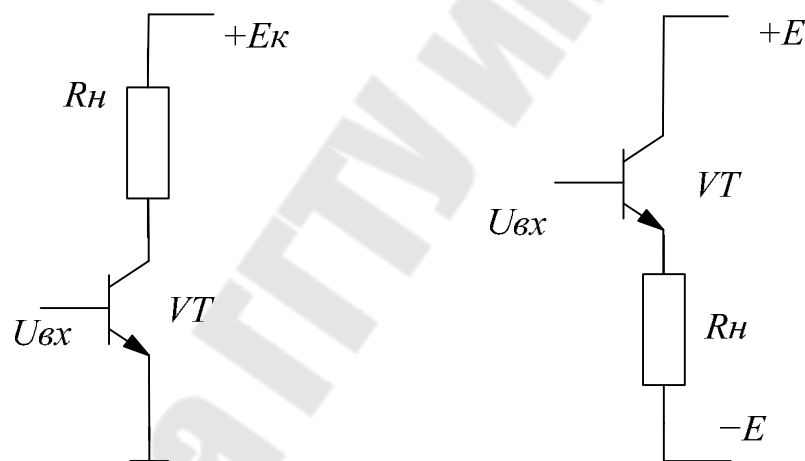


Рис. 6.7. Усилители класса А с непосредственным включением нагрузки

Энергетические параметры:	Таблица 2.1
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 $I_{OK} \cdot (E_K - U_{OKЭ}) = 0.5P_0$. В ряде случаев это недопустимо, поэтому для получения КПД = 15-20% чаще применяют УМ класса А с источником тока.

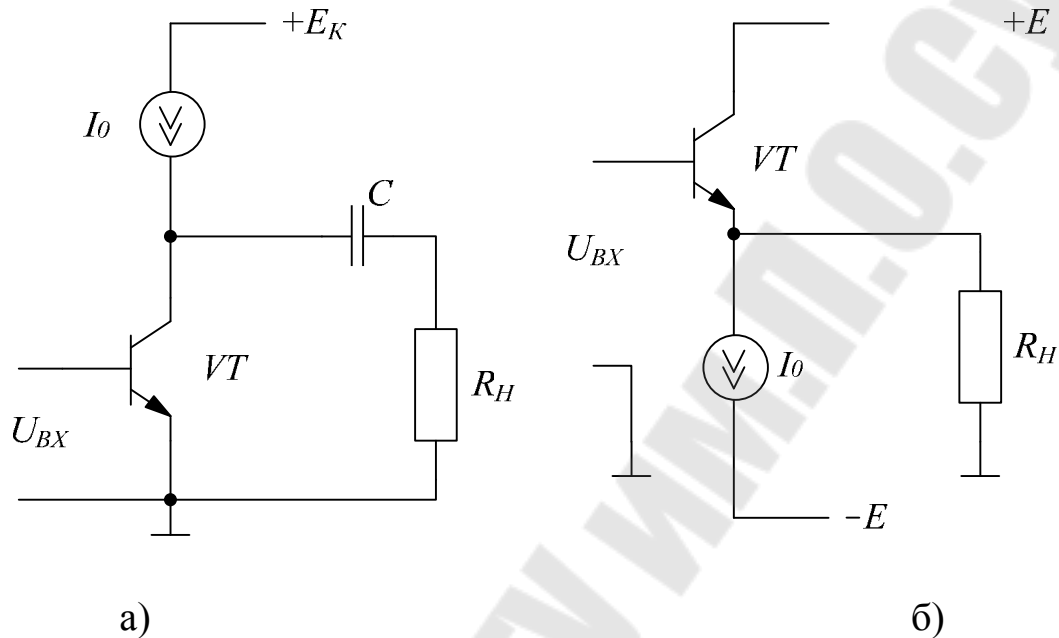


Рис. 6.8. Усилители класса А с источником тока

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. 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. 2.1. справедливы и для УМ класса А 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.

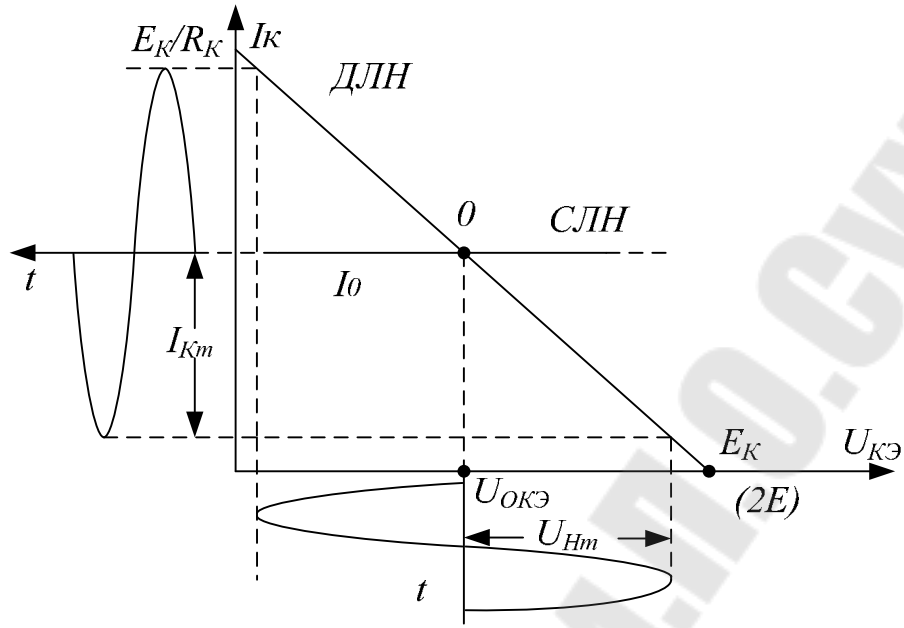


Рис. 6.9. Линии нагрузки и диаграммы сигналов для УМ класса А с источником тока

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

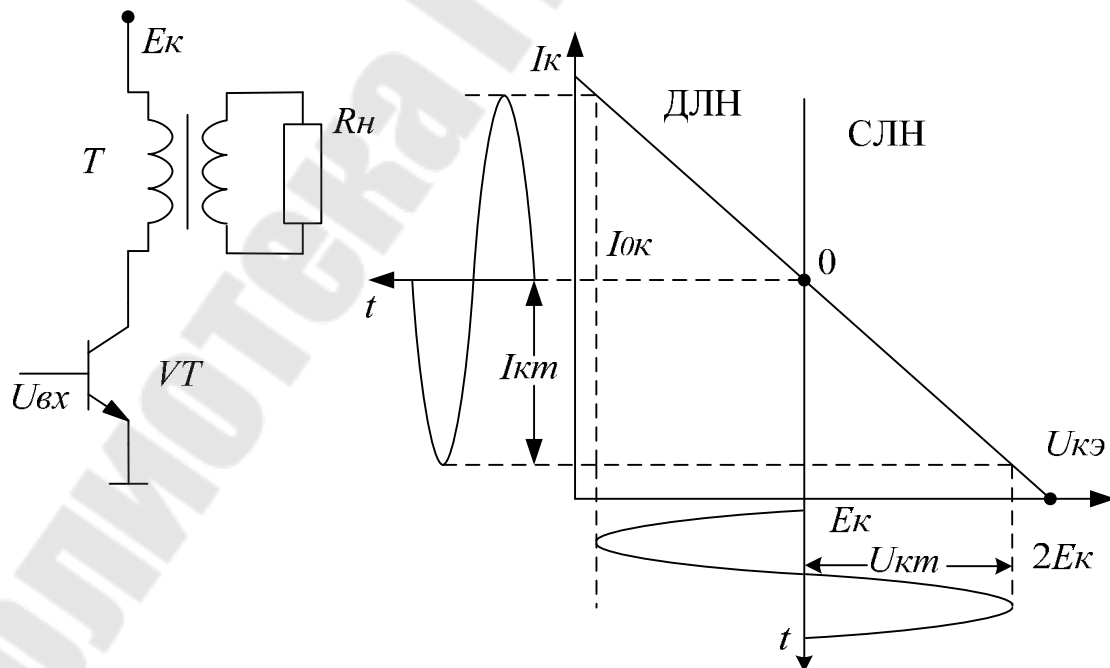


Рис. 6.10. Трансформаторный УМ класса А

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

$$U_{OKЭ} = E_K - I_{OK} \cdot r_1 \approx E_K \quad (6.22)$$

Статическая линия нагрузки проходит параллельно оси токов, а точка покоя имеет координаты $0 [E_K, I_{OK}]$.

По переменному току транзистор нагружен на сопротивление

$$R_H' = r_1 + (R_H + r_2)/n^2 = R_H / n^2, \quad (6.23)$$

где

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

- коэффициент трансформации напряжения.

Для получения максимальной амплитуды напряжения

$$U_{Km} = U_{Hm} / n = E_K \quad (6.25)$$

при максимальной амплитуде тока

$$I_{Km} = n \cdot I_{Hm} = I_{OK} \quad (6.26)$$

необходимо выполнять равенства

$$I_{Km} \cdot R_H' = U_{Hm} = E_K \quad (6.27)$$

$$I_{OK} \cdot R_H / n^2 = E_K \quad (6.28)$$

Мощность на первичной обмотке трансформатора

$$P_1 = 0.5 \cdot U_{Km} I_{Km} < 0.5 \cdot I_{OK} E_K \quad (6.29)$$

Мощность на нагрузке (вторичная обмотка) в случае идеального трансформатора

$$P_2 = P_H = 0.5 \cdot U_{Hm} \cdot I_{Hm} = 0.5 \cdot n \cdot U_{Hm} \cdot I_{Hm} / n = P_1 < 0.5 \cdot I_{OK} E_K \quad (6.30)$$

Потребляемая мощность

$$P_0 = E_K \cdot I_{OK}$$

КПД

$$\eta < 0.5. \quad (6.31)$$

Реальные значения КПД трансформатора $\eta_{TP} = 0.8 - 0.9$, $P_H = \eta_{TP} \cdot P_1$ и трансформаторный УМ класса имеет КПД

$\eta < 0.5 \cdot \eta_{TP}$, что соответствует 40-45%. Требования к транзистору

$$\begin{aligned} I_{KMAX} &> 2 \cdot I_{OK} \\ U_{KMAXc} &> 2 \cdot E_K \\ P_{KMAX} &> E_K \cdot I_{OK} = P_0 = 2 \cdot P_H / \eta_{TP} \end{aligned} \quad (6.32)$$

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 $R_Э C_Э$ - цепи. При этом за счет падения напряжения $I_{OЭ} R_Э$ снижается амплитуда $U_{Km} < E_K - I_{OЭ} R_Э$, на 5 – 10% снижается КПД.

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

Входной ток покоя $I_{об} = 0$, а на выходных ВАХ координаты точки покоя $0 [I_{OK} = I_{KO} = 0; U_{OK} = E_K]$. При подаче сигнала на базу на коллекторе формируется одна полуволна тока и напряжения. Для получения на нагрузке синусоидального напряжения УМ класса В выполняют двухтактными - два транзистора поочередно формируют выходное напряжение, половину периода находясь в режиме отсечки коллекторного тока. Угол отсечки для класса В $Q=90^\circ$.

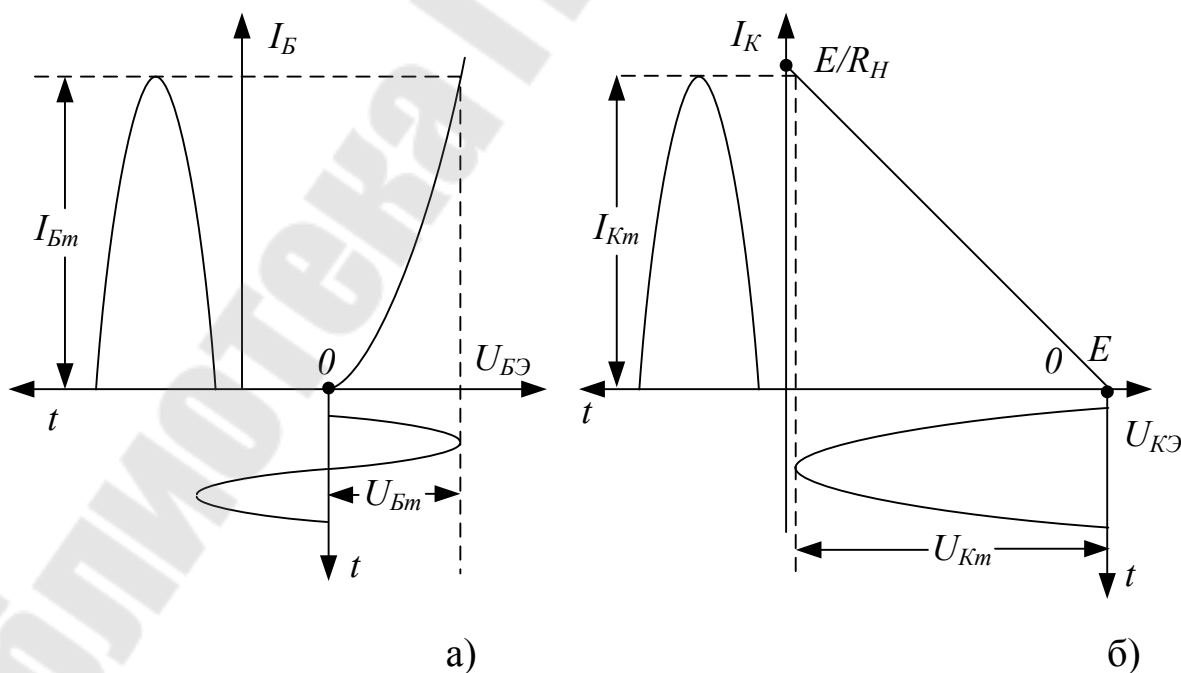


Рис. 6.11. Временные диаграммы сигналов на входе (а) и выходе (б) усилителей класса В.

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

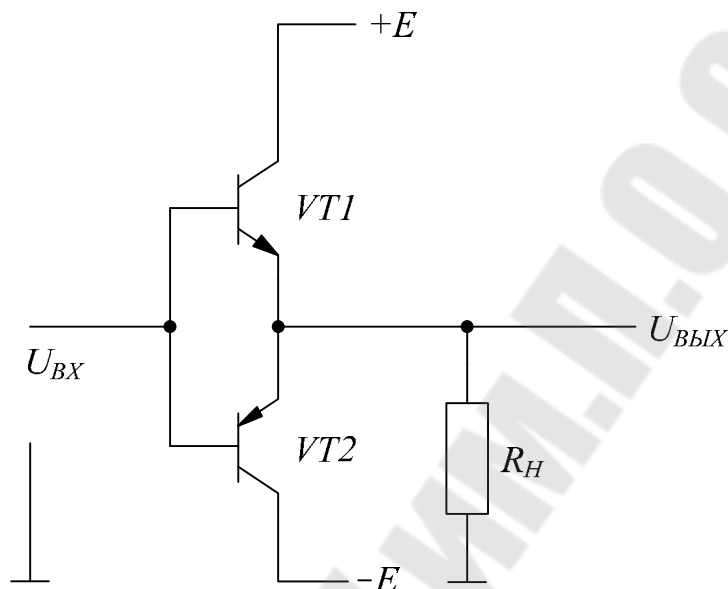


Рис. 6.12. Усилитель мощности класса В

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. 11:

$$\begin{aligned}
 U_{Hm} &= U_{Km} = E - U_{КЭМИН} < E \\
 I_{Hm} &= I_{Km} = U_{Hm} / R_H < E / R_H \\
 P_H &= 0.5 \cdot U_{Hm} \cdot I_{Hm} = U_{Hm}^2 / (2 \cdot R_H) < E^2 / (2 \cdot R_H)
 \end{aligned}
 \tag{6.33}$$

Ток источника питания $+E$ равен току коллектора VT1 и отличен от нуля в течение первого полупериода сигнала:

$$I_{K1}(t) = \begin{cases} I_{Hm} \sin(\omega t) & 0 < t < T/2 \\ 0 & T/2 < t < T \end{cases}
 \tag{6.34}$$

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

$$U_{Hm} = \frac{2 \cdot E}{\pi} \quad (6.41)$$

$$P_{KМАКС} = P_K(2E/\pi) = \frac{2 \cdot E^2}{\pi^2 \cdot R_H} - \frac{E^2}{\pi^2 \cdot R_H} = \frac{E^2}{\pi^2 \cdot R_H} \quad (6.42)$$

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 таблицу 6.2.

Энергетические параметры УМ класса В

Таблица 2.2

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 $U_{Hm} = E$
$P_0 = \frac{2 \cdot E \cdot U_{Hm}}{\pi \cdot R_H}$	$P_0 = \frac{4 \cdot E^2}{\pi^2 \cdot R_H}$	$< P_0 = \frac{2 \cdot E^2}{\pi \cdot R_H}$
$P_H = \frac{U_{Hm}^2}{2 \cdot R_H}$	$P_H = \frac{2 \cdot E^2}{\pi^2 \cdot R_H}$	$< P_H = \frac{E^2}{2 \cdot R_H}$
$P_R = \frac{P_0 - P_Y}{2}$	$P_K = \frac{E^2}{\pi^2 \cdot R_H}$	$> P_K = \frac{E^2}{2 \cdot R_H} \cdot \frac{4 - \pi}{4 \cdot \pi}$
$\eta = \frac{\pi \cdot U_{Hm}}{4 \cdot E}$	$\eta = 0.5$	$< \eta = \frac{\pi}{4} = 0.785$

Требования к транзисторам в бестрансформаторных УМ класса В

$$\begin{aligned} I_{КМАКС} &> E / R_H > I_{Hm} \\ U_{КЭМАКС} &> 2 \cdot E > E + U_{Hm} \\ P_{КМАКС} &> E^2 / \pi^2 \cdot R_H \end{aligned} \quad (6.46)$$

Графики зависимостей P_0, P_H, P_K и КПД от амплитуды напряжения U_{Hm} построены на рис. 6.13.

Пропорциональность потребляемой мощности амплитуде сигнала обуславливает отсутствие потребления в токе покоя и высокий КПД при больших амплитудах сигнала.

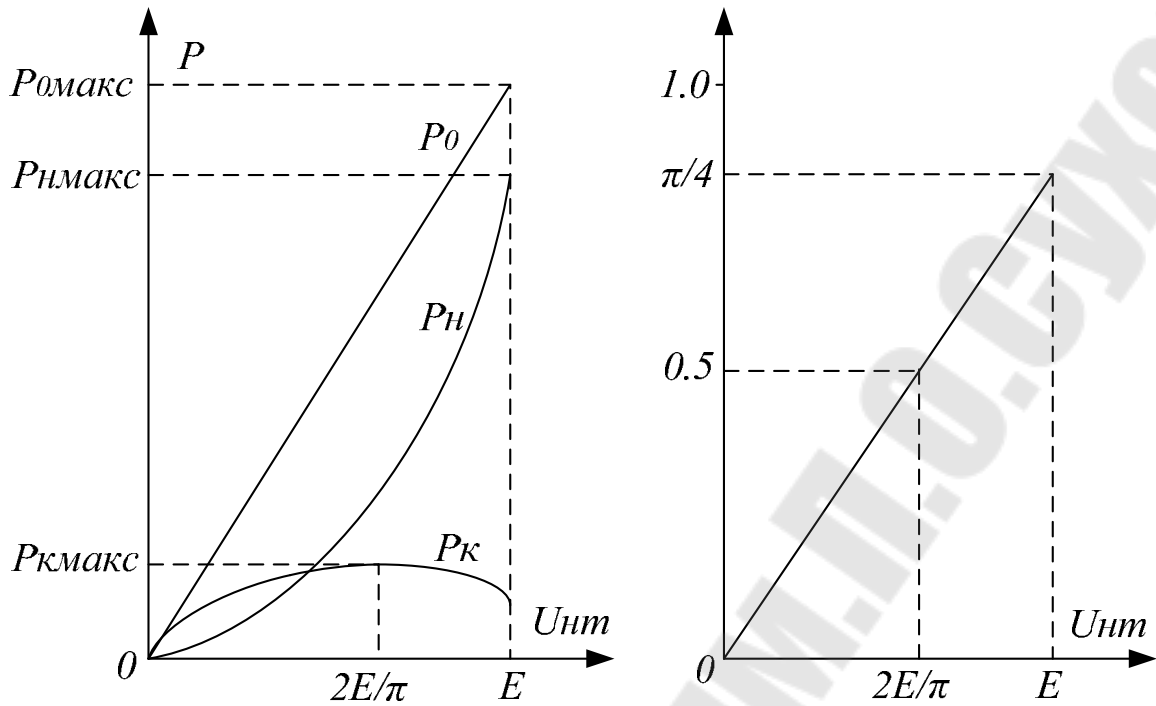


Рис. 6.13. Зависимость энергетических параметров УМ класса В от амплитуды сигнала.

Важным достоинством класса В является также то, что отношение максимальной мощности на коллекторе (при $U_{Hm} = 2 \cdot E/\pi$) $P_K(2 \cdot E / \pi) = E^2 / (\pi^2 \cdot R_H)$ к максимальной мощности нагрузке (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 В 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 а - б) оба транзистора закрыты, и сигнал на выходе отсутствует.

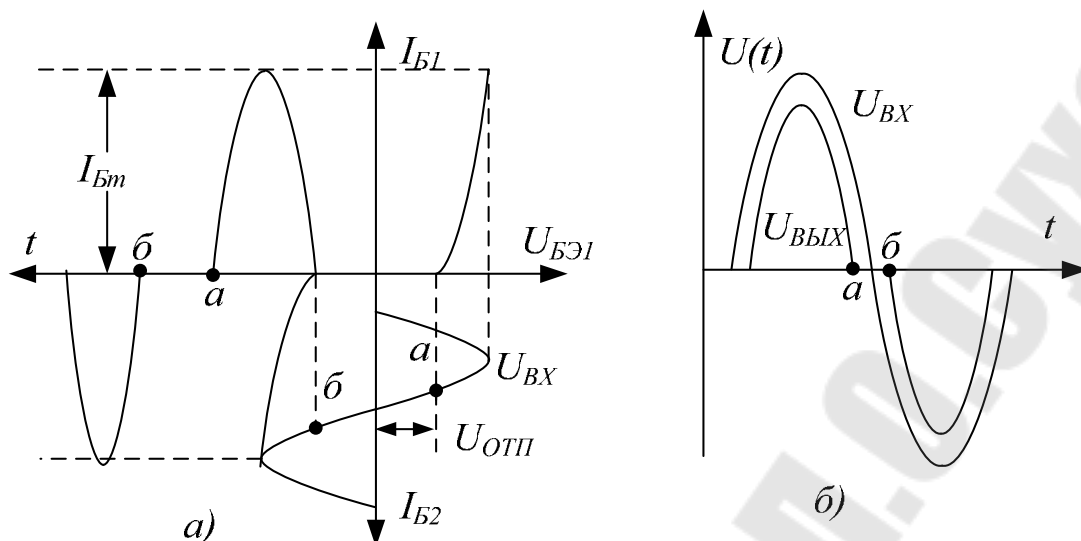


Рис. 6.14. Переходные искажения в усилителе класса В

Для уменьшения переходных искажений применяют класс АВ – промежуточный между режимами А и В с углом отсечки $100 - 120^\circ$. Точка покоя транзисторов задается в активной области с относительно малыми токами I_{OB} и $I_{OK} = h_{21} I_{OB}$.

Для сдвига т.0 в активную область применяют дополнительные источники $E_{CM} > U_{OTП}$ (рис. 6.15а).

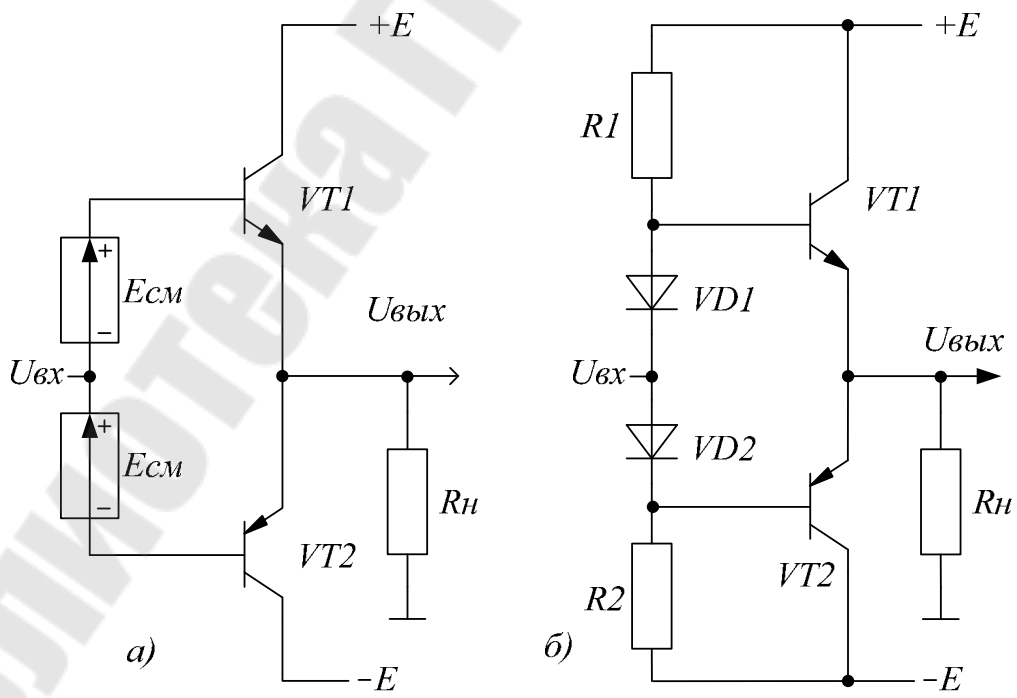


Рис. 6.15. Усилитель мощности класса АВ

В качестве отпирающих напряжений используют напряжения на прямосмещенных $p-n$ – переходах диодов VD1 и VD2 (рис. 6.15б). Резисторы R1 и R2 обеспечивают прямой ток диодов.

При $I_{OK} \ll I_{Km}$ средний ток транзисторов и источников питания увеличивается незначительно и сохраняются основные энергетические параметры класса В. Переходные искажения существенно уменьшатся, так как отсутствует пауза между запирающим одним и отпирающим другого транзистора.

В двухтактных УМ класса АВ рабочая точка движется по траектории 0-1-0-2-3-2-0 (рис. 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 (≈ 0). Крутизна участка ЛН 0-2 определяется малым сопротивлением $R_{ВЫВХ2} = h_{11Б}$. Участок 2-3-2 соответствует закрытому состоянию VT2, напряжение $U_{КЭ}$ изменяется от $U_{0КЭ} = E$ до $E + U_{Hm}$ при формировании отрицательной полуволны сигнала.

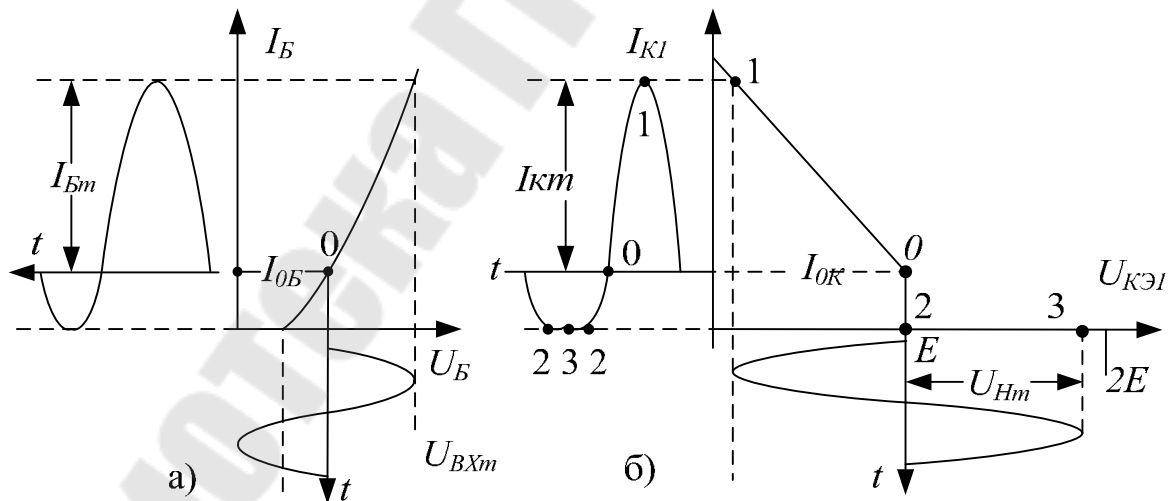


Рис. 6.16. Временные диаграммы сигналов на входе (а) и выходе (б) усилителей класса АВ

Если током I_{OK} нельзя пренебречь, расчет параметров уточняют по сравнению с классом В путем учета дополнительной потребляемой мощности, рассеиваемой транзисторами.

$$I_{КСП} = I_{Km} / \pi + I_{OK}, \quad (47)$$

$$P_0 = 2 \cdot E \cdot U_{Hm} / (\pi \cdot R_H) + P_{ДОП} = 2 \cdot E \cdot U_{Hm} / (\pi \cdot R_H) + 2 \cdot E \cdot I_{OK} \quad (48)$$

$$P_{КМАКС} = E^2 / (\pi^2 R_H) + I_{OK} E \quad (49)$$

В двухтактных УМ класса АВ 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 $E_{см}$, а также местную отрицательную обратную связь по току включением в эмиттеры стабилизирующих резисторов $R_Э$ порядка 0.1 - 0.5 Ом при токах $I_{Hm} = 1 \div 10A$.

Современные УМ для уменьшения нелинейных искажений строят по схемам с общей отрицательной обратной связью на основе режимов В и АВ. Для оценки влияния ОС на нелинейные искажения реальный УМ, например класса В, 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. 6.17а).

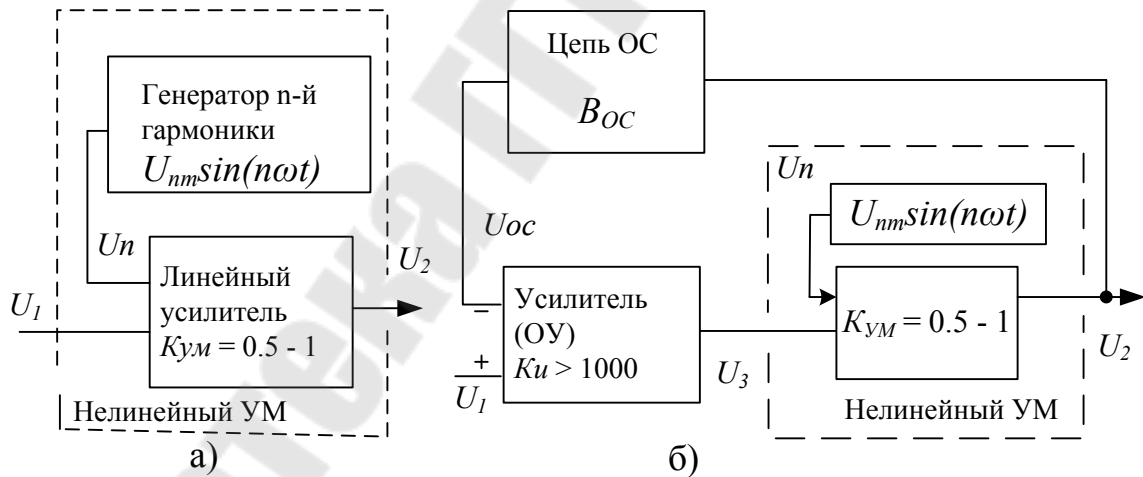


Рис. 6.17. Модель нелинейного усилителя (а) и УМ с отрицательной обратной связью (б)

При подаче на вход гармонического сигнала $U_1 = U_{1m} \cdot \sin(\omega t)$ на выходе формируется напряжение

$$U_2 = K_{УМ} [U_{1m} \sin(\omega t) + U_{nm} \sin(n\omega t)] \quad (6.50)$$

Коэффициент гармоник

$$K_{\Gamma} = U_{nm} / U_{1m}. \quad (6.51)$$

При нелинейной амплитудной характеристике величины U_{nm} и K_{Γ} могут быть значительными, а выходная мощность из-за неустойчивости $K_{УМ}$ существенно изменяться.

В схемах с обратной связью (рис. 6.17б) 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.

$$\begin{aligned} U_2 &= K_{УМ}(U_3 + U_n) = K_U K_{УМ}(U_1 - U_{ОС}) + K_{УМ}U_n = \\ &= K_U K_{УМ}(U_1 - B_{ОС}U_2) + K_{УМ}U_n = \\ &= K_U K_{УМ}U_1 - K_U K_{УМ}B_{ОС}U_2 + K_{УМ}U_n \\ U_2 &= \frac{K_U K_{УМ}}{1 + K_U K_{УМ}B_{ОС}}U_1 + \frac{K_{УМ}}{1 + K_U K_{УМ}B_{ОС}}U_n \end{aligned} \quad (6.52)$$

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) $K_U K_{УМ}B_{ОС} \gg 1$, коэффициент передачи системы практически не зависит от K_U и неустойчивого $K_{УМ}$

$$U_2 = \frac{1}{B_{ОС}}U_1 + \frac{1}{K_U B_{ОС}}U_n = \frac{1}{B_{ОС}} \left| U_1 + \frac{1}{K_U}U_n \right| \quad (6.53)$$

Коэффициент гармоник УМ с отрицательной обратной связью по напряжению уменьшается в K_U раз

$$K_{\Gamma.ОС} = U_{nm} / (K_U U_{1m}) = K_{\Gamma} / K_U \quad (6.54)$$

ЗАДАНИЕ.

1. Исследование усилителя мощности класса В (УМ-В).

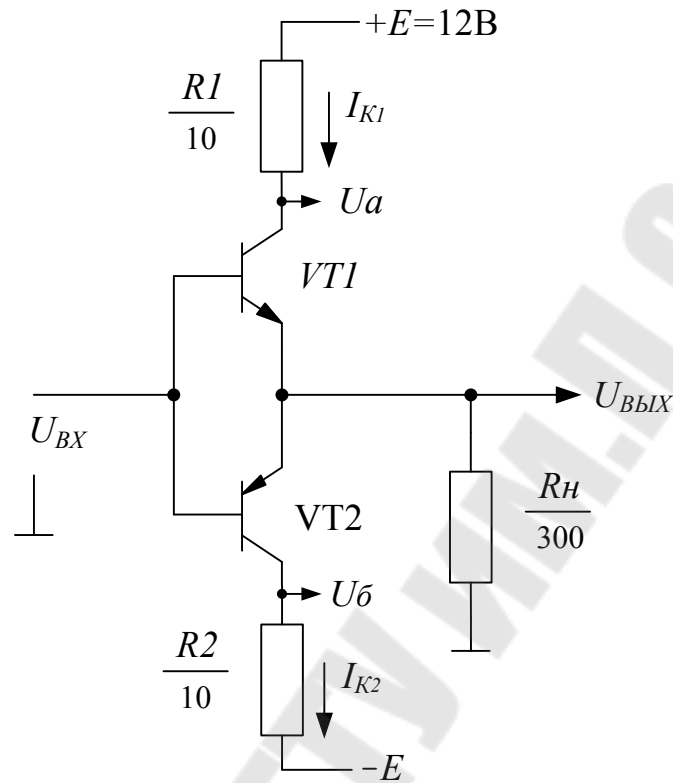


Рис. 6.18. Усилитель мощности класса В.

Снять передаточную характеристику $U_{BЫX} = f(U_{BХ})$ на постоянном токе. Результаты измерения занести в таблицу 6.1.

Таблица 6.1

$U_{BХ}, В$	-12	-10	-8	-6	-4	-2	-1	-0.9	-0.8	-0.7	-0.6	-0.5	-0.4
$U_{BЫX}, В$													

-0.3	0	+0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9	1	2	4	6	8	10	12

Построить передаточную характеристику для двух диапазонов

$U_{BХ}$

- а) $-1В < U_{BХ} < +1В$ в масштабе 0.1 В/см,
- б) $-12В < U_{BХ} < +12В$ в масштабе 1 В/см.

Исследовать УМ-В на переменном токе частотой 1 кГц. Если на выходе генератора присутствует постоянная составляющая $U_0 > 100\text{ мВ}$ (измерить вольтметром), применить разделительный конденсатор.

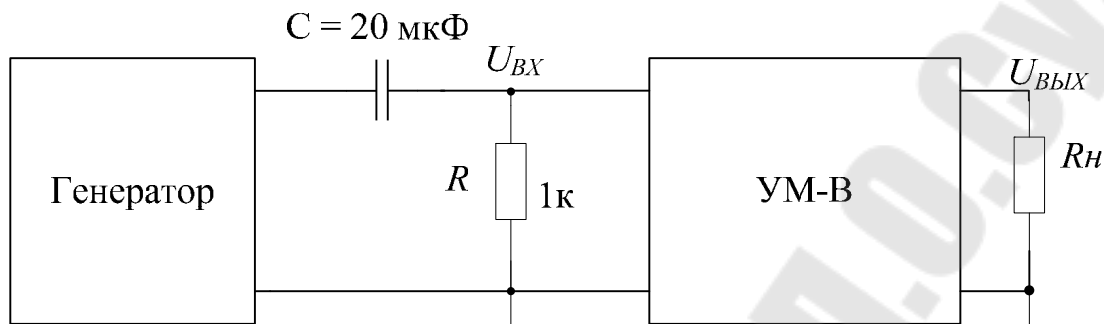


Рис. 6.19. Исследование УМ-В на переменном токе

Зарисовать осциллограммы напряжений $U_{BX}(t)$ и $U_{ВЫХ}(t)$ на общей координатной плоскости и графики токов $I_{K1}(t)$ и $I_{K2}(t)$ при
 а) $U_{BXm} = 0,5\text{ В}$, б) $U_{BXm} = 1\text{ В}$, в) $U_{BXm} = 2\text{ В}$.

Для наблюдения формы тока коллектора транзистора используются дополнительные резисторы $R1$ и $R2$. Напряжение $U_a = E - I_{K1}R1$ и $U_b = -E + I_{K2}R2$. Для получения величины тока I_{K1} 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.

Таблица 6.2.

$U_{Hm}, \text{ В}$	1	2	3	4	5	6	7	$2E/\pi$	8	9	10	$12=E$
$I_{Hm}, \text{ мА}$												
$I_{KCP}, \text{ мА}$												
$P_H, \text{ мВт}$												
$P_0, \text{ мВт}$												
$P_K, \text{ мВт}$												
КПД												

3. Исследование усилителя мощности АВ (УМ-АВ).

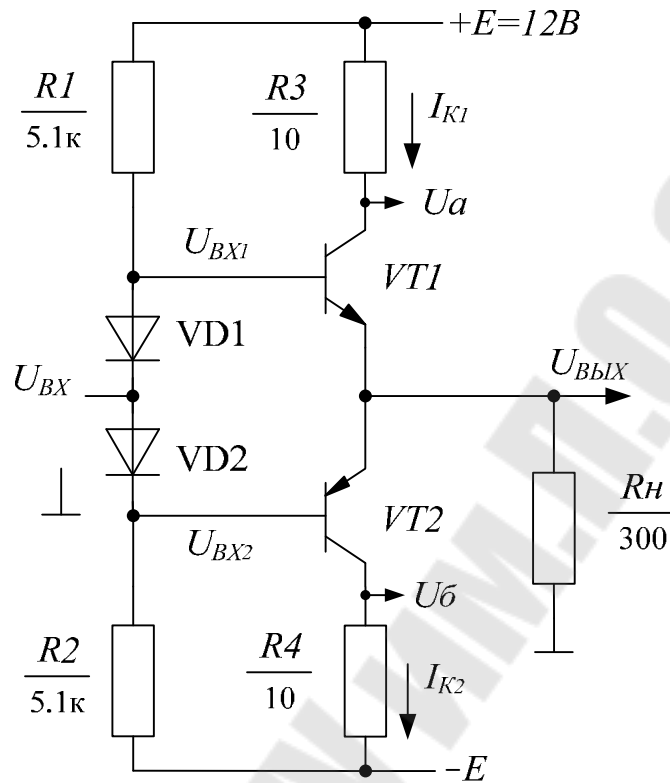


Рис. 6.20. Усилитель мощности класса АВ

Снять передаточную характеристику $U_{ВЫХ} = f(U_{ВХ})$ и зависимости $U_{ВХ1} = f(U_{ВХ})$, $U_{ВХ2} = f(U_{ВХ})$ на постоянном токе. Результаты измерения занести в таблицу 6.3, аналогичную табл. 6.1. с дополнительными значениями $U_{ВХ} = -0,2, -0,1, 0,1, 0,2В$ с дальнейшим шагом $0,2В$ до $U_{ВХ} = 1В$ и шагом $2В$ от $2В$ до E .

Построить зависимости $U_{ВЫХ} = f(U_{ВХ})$, $U_{ВХ1} = f(U_{ВХ})$, $U_{ВХ2} = f(U_{ВХ})$ для двух диапазонов $U_{ВХ}$:

- $-1В < U_{ВХ} < +1В$ в масштабе $0,1 В/см$,
- $-12В < U_{ВХ} < +12В$ в масштабе $1 В/см$.

Исследовать УМ-АВ на переменном токе частотой $1 кГц$.

Зарисовать осциллограммы напряжений $U_{ВХ}(t)$, $U_{ВХ1}(t)$, $U_{ВХ2}(t)$, $U_{ВЫХ}(t)$ на общей координатной плоскости и графики токов $I_{К1}(t)$ и $I_{К2}(t)$ при

- $U_{ВХm} = 0,5 В$,
- $U_{ВХm} = 2,0 В$.

4. Исследование усилителя мощности с отрицательной обратной связью по напряжению.

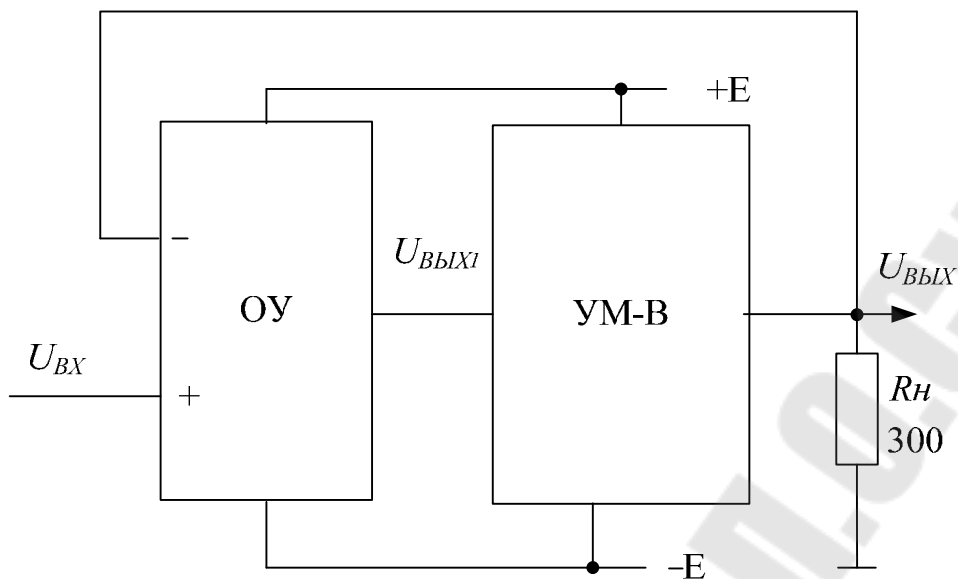


Рис. 6.21. Усилитель мощности с ООС

Зарисовать осциллограммы напряжений $U_{BX}(t)$, $U_{ВЫХ1}(t)$, $U_{ВЫХ}(t)$, и на частотах 500 Гц и 20 кГц:

а) $U_{BXm} = 0.5$ В, б) $U_{BXm} = 5$ В.

Определить величину скачка $U_{ВЫХ1}(t)$ при переходе напряжения $U_{ВЫХ}(t)$ через ноль.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА.

Отчёт должен содержать схемы исследуемых усилителей мощности с таблицами и графиками в соответствии с заданием..

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ.

1. Построить по заданным преподавателем исходным данным (R_H , E_K и $2E$) линии нагрузки, рассчитать энергетические параметры
 - а) УМ класса А (ОЭ) при заданном отношении R_H / R_K ,
 - б) УМ класса А (ОК) при заданном отношении $R_H / R_{Э}$,
 - в) УМ класса А (ОЭ) с непосредственным включением нагрузки,
 - г) УМ класса А (ОК) с непосредственным включением нагрузки,
 - д) УМ класса А (ОЭ) с источником тока,
 - е) УМ класса А (ОК) с источником тока,
 - ж) трансформаторного УМ класса А (ОЭ),
 - з) двухтактного УМ класса В,

- и) двухтактного УМ класса АВ,
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 В.
 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.

ЛИТЕРАТУРА

1. Остапенко Г.С. Усилительные устройства: Учебн. пособие для вузов. – М: Радио и связь, 1989.
2. Гусев В.Г., Гусев Г.М. Электроника. Издание второе. М: Высш. Шк., 1991.
3. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. – 2-е изд. перераб. и доп. –Л.: Энергоатомиздат. –1988.
4. Аналоговая и цифровая электроника. Ю.Ф. Опадчий, О.П.Глудкин, А.И. Гуров– М: 2000. Стр. 188– 195, 263–272.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 7 ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

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.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ.

Схема простейшего дифференциального усилителя:

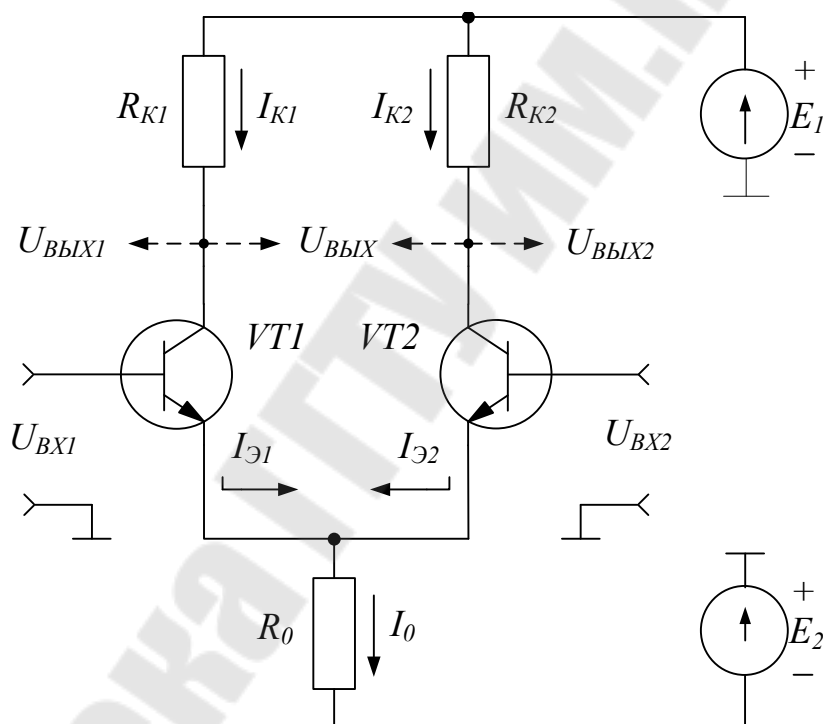


Рис. 7.1. Дифференциальный усилитель

Дифференциальный усилитель имеет два входа. Входные сигналы U_{BX1} и U_{BX2} подаются на базы транзисторов VT1 и VT2. Эмиттеры транзисторов через общий резистор R_0 подключены к отпирающему эмиттерные переходы источнику напряжения $-E_2$. Обратносмещенные коллекторные переходы через резисторы R_{K1} и R_{K2} 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:

$$U_D = U_{BX1} - U_{BX2}$$

Дифференциальным сигналом является, таким образом, и сигнал, подаваемый на один из входов усилителя, при заземленном втором входе.

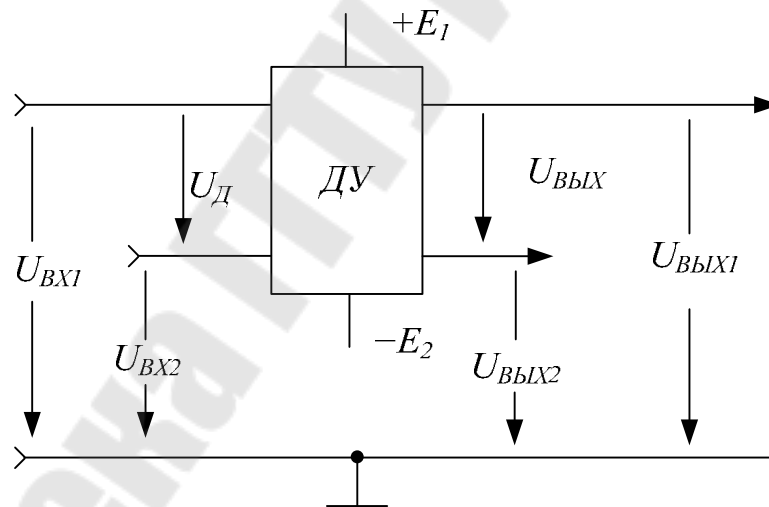


Рис. 7.2. Сигналы ДУ

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):

$$U_{CF} = 0,5(U_{BX1} + U_{BX2})$$

Так как потенциалы баз и напряжения на эмиттерных переходах получают при синфазном сигнале одинаковые (синфазные) прираще-

ния, то токи через транзисторы изменяются слабо и дифференциальный усилитель не усиливает синфазный сигнал.

Пример определения входных сигналов ДУ.

$$U_{BX1} = 2,01\text{В}, \quad U_{BX2} = 2\text{ В}.$$

Дифференциальный входной сигнал

$$U_D = U_{BX1} - U_{BX2} = 2,01 - 2 = 0,01\text{ В}.$$

Синфазный входной сигнал

$$U_{C\Phi} = 0,5(U_{BX1} + U_{BX2}) = 0,5(2,01 + 2) = 2,005 \approx 2\text{ В}.$$

Входные сигналы через U_D и $U_{C\Phi}$ можно представить в виде:

$$U_{BX1} = U_{C\Phi} + 0,5U_D = 2,005 + 0,005, \text{ В}.$$

$$U_{BX2} = U_{C\Phi} - 0,5U_D = 2,005 - 0,005, \text{ В}.$$

Приведенный пример поясняет следующий рисунок:

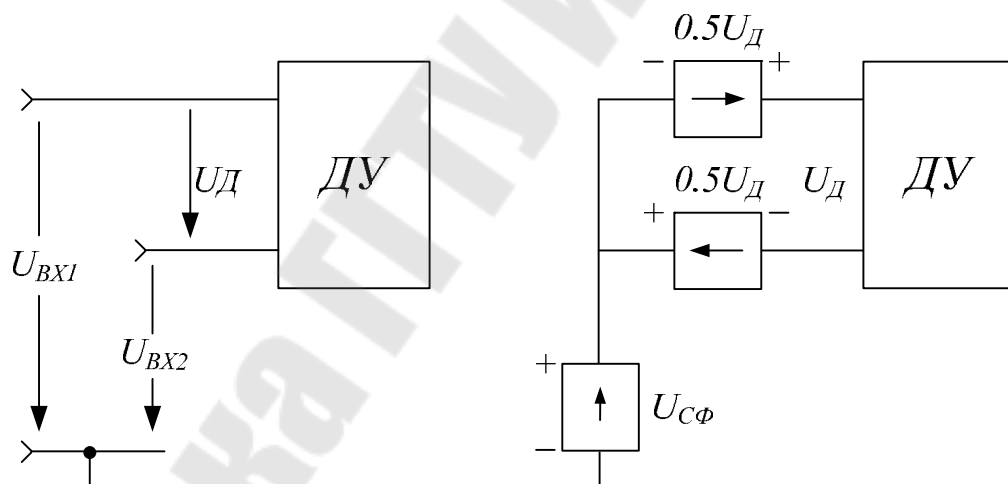


Рис. 7.3. Представление сигналов ДУ в виде комбинации U_D и $U_{C\Phi}$

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

$$U_{ВЫХ1} = U_{K1},$$

$$U_{ВЫХ2} = U_{K2},$$

а при симметричном выходе

$$U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ1} - U_{ВЫХ2}.$$

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. 1) ток I_0 , равный

$$I_0 = \frac{(E_2 - U_{БЭ})}{R_0},$$

поровну распределяется между транзисторами:

$$I_{Э1} = I_{Э2} = 0,5I_0.$$

Коллекторные токи и потенциалы на коллекторах также соответственно равны между собой.

$$I_{К1} = \alpha_1 I_{Э1} = 0,5I_0,$$

$$I_{К2} = \alpha_2 I_{Э2} = 0,5I_0,$$

$$U_{К1} = E_1 - I_{К1}R_K = E_1 - \frac{I_0 R_K}{2},$$

$$U_{К2} = E_1 - I_{К2}R_K = E_1 - \frac{I_0 R_K}{2}.$$

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 $U_{БЭ}$ составляет +5 мВ, а для VT2 –5 мВ. Если начальные напряжения на эмиттерных переходах при $U_D=0$ составляли $U_{БЭ1}=U_{БЭ2}=0,7$ В, то при сигнале $U_D=10$ мВ, $U_{БЭ1}=0,705$ В, $U_{БЭ2}=0,695$ В. Изменения напряжений $U_{БЭ}$ вызывает перераспределение токов $I_{К1}$ и $I_{К2}$, сумма которых остается примерно постоянной: $I_{К1} + I_{К2} = I_0$. Ток $I_{К1}$ увеличивается, а $I_{К2}$ уменьшается. Перераспределение коллекторных токов приводит к изменению коллекторных напряжений и формированию выходного напряжения. Если за выход ДУ принять коллектор VT1, то

относительно его Bx_1 является инвертирующим, а Bx_2 — неинвертирующим.

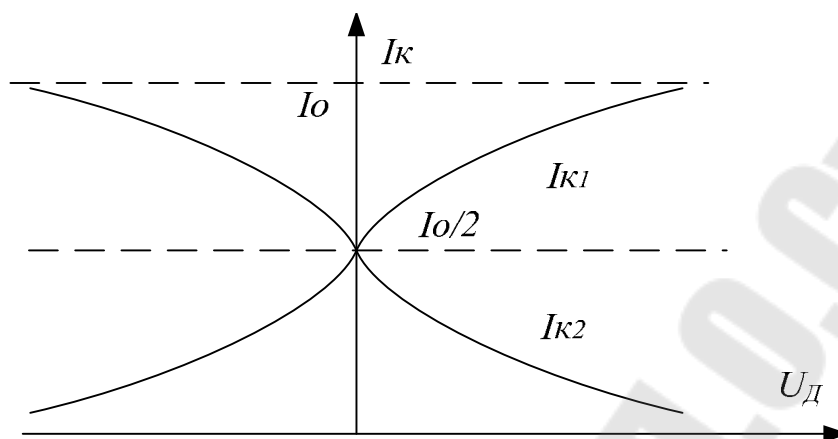


Рис. 7.4. Зависимость коллекторных токов от $U_{д}$

Линейный диапазон входных сигналов ДУ составляет примерно $\pm(15 \div 20)$ мВ. Большие значения $U_{д}$ приводят к отсечке одного из транзисторов, ток I_0 протекает полностью через второй транзистор и ДУ не реагирует на изменение дифсигнала.

В исходном состоянии вследствие неидентичности транзисторов, в первую очередь из-за неравенства напряжений $U_{БЭ}$, коллекторные токи не равны, на выходе формируется остаточное «ошибочное» напряжение

$$U_{0ВЫХ} = U_{K1} - U_{K2} = I_{K1}R_{K1} - I_{K2}R_{K2}.$$

Для устранения начального смещения на выходе ДУ применяют операцию *балансировки*. Коллекторная балансировка осуществляется с помощью балансирующего резистора R_B в коллекторной цепи транзистора:

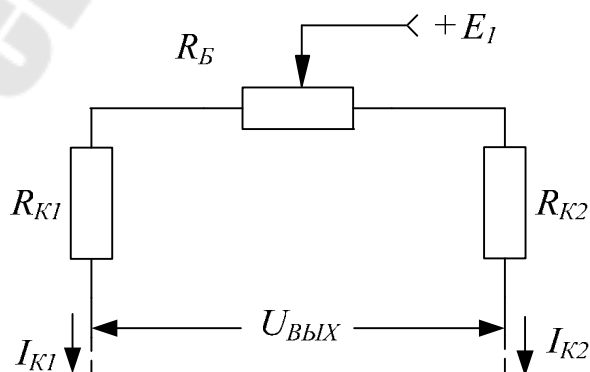


Рис. 7.5. Коллекторная балансировка ДУ

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):

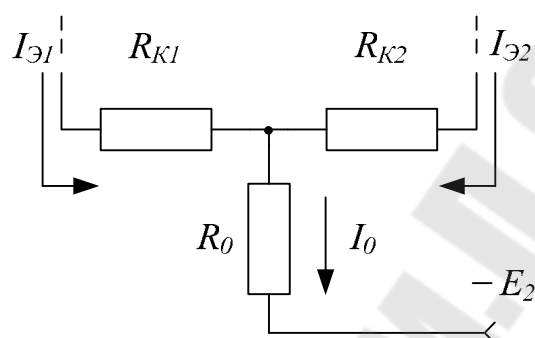


Рис. 7.6. ДУ с эмиттерной стабилизацией

Включение 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: имеет различные коэффициенты усиления по дифсигналу K_U и синфазному $K_{CФ}$, различные входные сопротивления – $R_{ВХ}$ для дифсигнала и $R_{CФ}$ для синфазного. Анализировать свойства ДУ удобно отдельно по каждому сигналу. При наличии обеих составляющих на входах выходное напряжение определяют в виде суперпозиции:

$$U_{ВЫХ} = K_U U_D + K_{CФ} U_{CФ}.$$

Для получения параметров дифсигнала преобразуем исходную схему ДУ (рис. 1) в линейную малосигнальную модель путем замены транзисторов их Т-образной физической схемой замещения и закорачиванием источников E_1 и E_2 .

Уравнение для входного контура имеет вид:

$$U_D = I_{B1}r_{B1} + I_{Э1}r_{Э1} + I_{Э2}r_{Э2} + I_{B2}r_{B2}.$$

Учтем соотношения между токами транзисторов $I_{Э} = (1 + \beta)I_B$:

$$U_D = I_{B1}r_{B1} + (1 + \beta_1)I_{B1}r_{Э1} + (1 + \beta_2)I_{B2}r_{Э2} + I_{B2}r_{B2} = I_{B1}h_{11Э1} + I_{B2}h_{11Э2}.$$

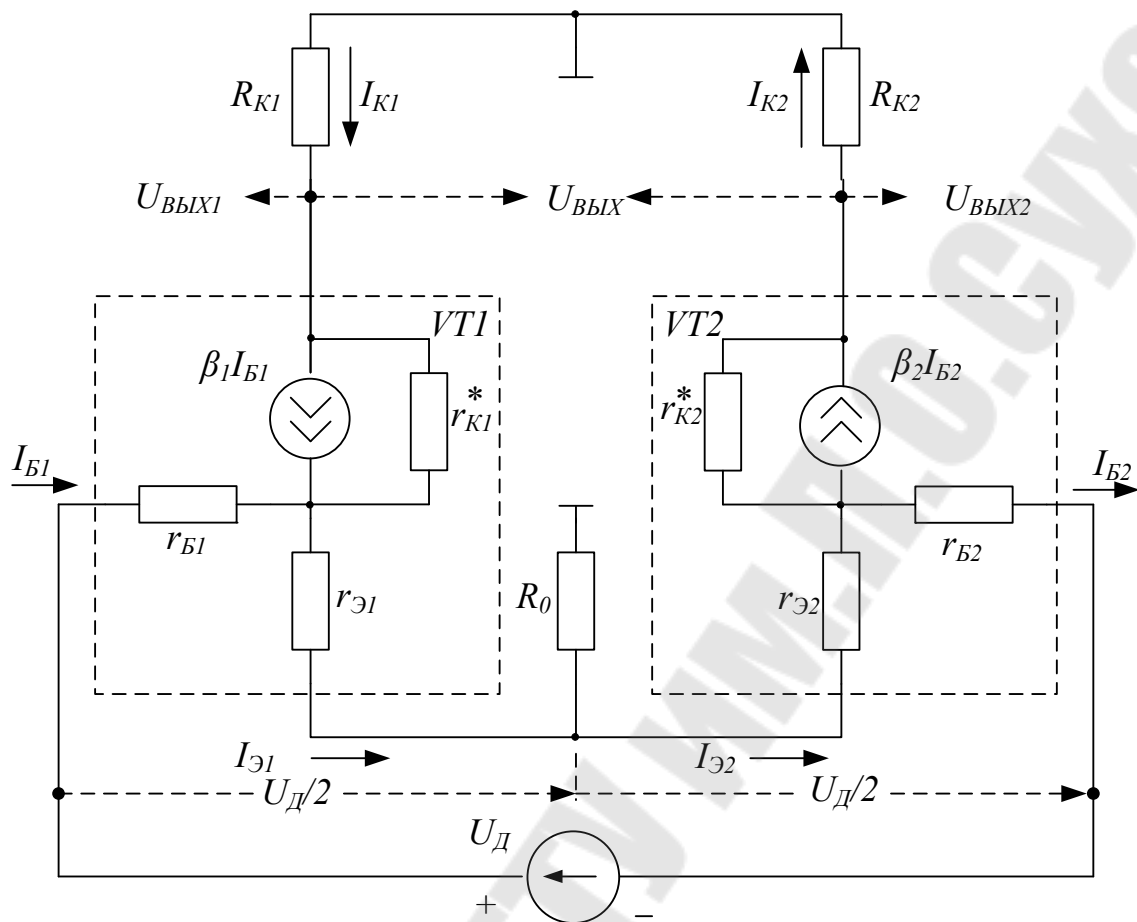


Рис. 7.7. Малосигнальная схема замещения ДУ для дифсигнала

Считая параметры транзисторов идентичными:

$$\beta = \beta_2, \quad r_{B1} = r_{B2}, \quad r_{Э1} = r_{Э2},$$

и пренебрегая ответвлением в R_0 незначительной части тока $I_{Э1}$ ввиду условия $R_0 \gg r_{Э2}$, что эквивалентно равенствам $I_{Э1} = I_{Э2}$ и $I_{Б1} = I_{Б2}$ (по модулю), получим значение входного сопротивления для дифсигнала

$$R_{ВХ} = \frac{U_Д}{I_Б} = h_{1Д1} + h_{1Д2} = 2h_{1Д}.$$

Входные токи:

$$I_{Б1} = I_{Б2} = \frac{U_Д}{2h_{1Д}}.$$

Выходные напряжения с учетом соотношений $I_K = \beta I_B$ (при

токи генераторов $I_K = \beta I_B$ практически полностью замыкаются через R_K):

$$U_{ВЫХ1} = -I_{K1} R_{K1} = -\beta_1 I_{B1} R_{K1} = -\frac{U_D \beta_1 R_{K1}}{R_{BX}},$$

$$U_{ВЫХ2} = +I_{K2} R_{K2} = +\beta_2 I_{B2} R_{K2} = +\frac{U_D \beta_2 R_{K2}}{R_{BX}}.$$

При идентичных транзисторах и условии $R_{K1} = R_{K2} = R_K$

$$U_{ВЫХ1} = -\frac{U_D \beta R_{K1}}{2h_{11Э}}$$

$$U_{ВЫХ2} = +\frac{U_D \beta R_{K1}}{2h_{11Э}}$$

и полный (симметричный) выходной сигнал

$$U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ1} - U_{ВЫХ2} = -\frac{U_D \beta R_K}{h_{11Э}}.$$

Коэффициенты усиления дифсигнала по каждому из выходов K_{U1} и K_{U2} и для полного выхода K_U

$$K_{U1} = \frac{U_{ВЫХ1}}{U_D} = -\frac{\beta R_K}{2h_{11Э}},$$

$$K_{U2} = \frac{U_{ВЫХ2}}{U_D} = +\frac{\beta R_K}{2h_{11Э}},$$

$$K_U = \frac{U_{ВЫХ}}{U_D} = -\frac{\beta R_K}{h_{11Э}}.$$

Выходные сопротивления ДУ при несимметричных выходах (рис. 7.7)

$$R_{ВЫХ1} = R_{K1} // r_{K1}^* = R_{K1},$$

$$R_{ВЫХ2} = R_{K2} // r_{K2}^* = R_{K2},$$

а для полного выхода

$$R_{ВЫХ} = R_{K1} + R_{K2} = 2R_K.$$

Анализ ДУ с эмиттерными сопротивлениями $R_{\text{Э}}$ (рис. 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 $r_{\text{Э}1}$ и $r_{\text{Э}2}$ сумм $r_{\text{Э}1} + R_{\text{Э}1}$ и $r_{\text{Э}2} + R_{\text{Э}2}$:

$$R_{BX} = h_{11\text{Э}1} + (1 + \beta_1)R_{\text{Э}1} + (1 + \beta_2)R_{\text{Э}2} + h_{11\text{Э}2} = 2h_{11\text{Э}} + 2(1 + \beta)R_{\text{Э}}.$$

$$K_{U1} = -\frac{\beta R_K}{[2h_{11\text{Э}} + 2(1 + \beta)R_{\text{Э}}]},$$

$$K_{U2} = +\frac{\beta R_K}{[2h_{11\text{Э}} + 2(1 + \beta)R_{\text{Э}}]},$$

$$K_U = -\frac{\beta R_K}{[h_{11\text{Э}} + (1 + \beta)R_{\text{Э}}]}.$$

При условии $(1 + \beta)R_{\text{Э}} \gg h_{11\text{Э}}$, что справедливо уже для $R_{\text{Э}} > 50 \div 100$ Ом, последние формулы упрощаются:

$$R_{BX} = 2(1 + \beta)R_{\text{Э}},$$

$$K_{U1} = -\frac{R_K}{2R_{\text{Э}}},$$

$$K_{U2} = +\frac{R_K}{2R_{\text{Э}}},$$

$$K_U = -\frac{R_K}{R_{\text{Э}}}.$$

Следовательно, при достаточно больших $R_{\text{Э}}$ 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 $U_{c\phi}$ вызывает одинаковые приращения эмиттерных токов $I_{\text{Э}1}$ и $I_{\text{Э}2}$, которые втекают в цепь резистора R_0 (рис. 8,б). При усилении дифсигнала резистор R_0 практически не оказывает влияния, так как сигнальные токи $I_{\text{Э}1}$ и $I_{\text{Э}2}$ вычитаются в точке подключения R_0 (рис. 7.7). При синфазном сигнале из-за сум-

мирования токов влияние R_0 на параметры ДУ оказывается определяющим. Эффект сложения сигнальных токов $I_{\text{Э}}$ в линейной схеме замещения ДУ учитывают удвоение сопротивления R_0 . При этом напряжение на резисторе $2R_0$ при протекании тока одного плеча $I_{\text{Э}}$ в эквивалентной схеме равно напряжению на реальном сопротивлении R_0 при протекании суммарного тока обоих плеч $2I_{\text{Э}}$ в исходной схеме.

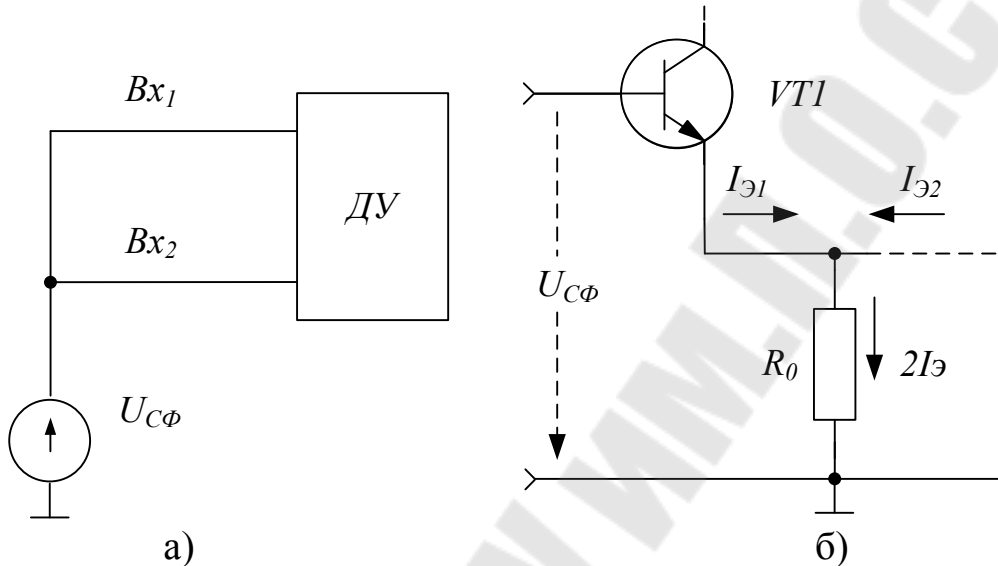


Рис. 7.8. Подключение к ДУ синфазного сигнала (б) и схема входной цепи ДУ для $U_{сф}$ (б).

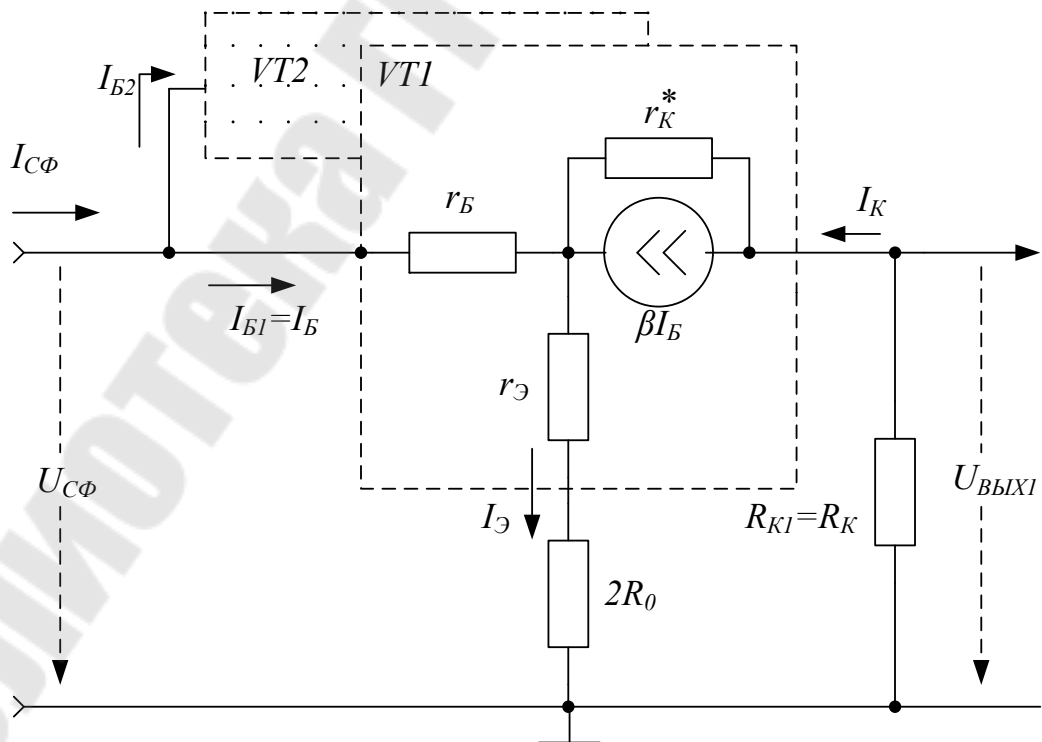


Рис. 7.9. Схема замещения ДУ для синфазного сигнала

Входное напряжение $U_{C\Phi}$ распределено на резисторах r_B , $r_{\mathcal{E}}$ и $2R_{\mathcal{E}}$:

$$U_{C\Phi} = I_B r_B + I_{\mathcal{E}} r_{\mathcal{E}} + I_{\mathcal{E}} 2R_{\mathcal{E}} = I_B [r_B + (1 + \beta)r_{\mathcal{E}} + (1 + \beta)2R_{\mathcal{E}}] = \\ = I_B [h_{11\mathcal{E}} + (1 + \beta)2R_{\mathcal{E}}]$$

Входной ток одного транзистора

$$I_B = \frac{U_{C\Phi}}{[h_{11\mathcal{E}} + (1 + \beta)2R_{\mathcal{E}}]}$$

Входное сопротивление одного плеча для синфазного сигнала

$$R_{BX1} = \frac{U_{C\Phi}}{I_B} = h_{11\mathcal{E}} + (1 + \beta)2R_{\mathcal{E}}$$

Транзисторы VT1 и VT2 относительно источника $U_{C\Phi}$ включены параллельно, поэтому полный входной ток и входное сопротивление для синфазного сигнала

$$I_{C\Phi} = I_{B1} + I_{B2} = 2I_{B2},$$

$$R_{C\Phi} = \frac{U_{C\Phi}}{I_{C\Phi}} = R_{BX1} // R_{BX2} = 0,5h_{11\mathcal{E}} + (1 + \beta)R_{\mathcal{E}}$$

Выходной ток транзистора при условии $r_K^* \gg R_K$

$$I_K = \beta I_B = \frac{U_{C\Phi} \beta}{[h_{11\mathcal{E}} + (1 + \beta)2R_{\mathcal{E}}]}$$

Выходное напряжение

$$U_{ВЫХ1} = -I_K R_K = -\frac{U_{C\Phi} \beta R_K}{[h_{11\mathcal{E}} + (1 + \beta)2R_{\mathcal{E}}]}$$

Коэффициент усиления синфазного сигнала для несимметричного выхода

$$K_{C\Phi1} = \frac{U_{ВЫХ1}}{U_{C\Phi}} = -\frac{\beta R_K}{[h_{11\mathcal{E}} + (1 + \beta)2R_{\mathcal{E}}]}$$

Напряжение на втором выходе $U_{ВЫХ2}$ благодаря симметрии схемы такое же, как и на первом, поэтому $K_{C\Phi2} = K_{C\Phi1}$. Симметричное выходное напряжение

$$U_{ВЫХ} = U_{ВЫХ1} - U_{ВЫХ2} = 0,$$

следовательно, идеальный ДУ не пропускает синфазный сигнал:

$$K_{C\Phi} = K_{C\Phi 1} - K_{C\Phi 2} = 0.$$

Практические схемы ДУ характеризуются неравенством

$$(1 + \beta)R_0 \gg h_{11Э},$$

поэтому выражения для синфазных параметров упрощаются:

$$R_{C\Phi} = (1 + \beta)R_0,$$

$$K_{C\Phi 1} = \frac{U_{ВЫХ1}}{U_{C\Phi}} = -\frac{R_K}{2R_0}.$$

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

$$U_{ВЫХ1} = K_{U1}U_D + K_{C\Phi 1}U_{C\Phi} = K_{U1}\left(U_D + \frac{U_{C\Phi}K_{C\Phi 1}}{K_{U1}}\right).$$

Величина $K_{C\Phi 1}/K_{U1}$ показывает, какая часть $U_{C\Phi}$ воспринимается и усиливается ДУ как дифсигнал U_D . Обратная величина, т. е. отношение коэффициента усиления дифференциального сигнала к коэффициенту усиления синфазного сигнала является важнейшим параметром дифкаскада и называется коэффициентом ослабления синфазного сигнала — $K_{ОСС}$.

Для несимметричных выходов без учета знаков:

$$K_{ОСС1} = K_{ОСС2} = \frac{K_{U1}}{K_{C\Phi 1}} = \frac{\beta R_0}{h_{11Э}}.$$

Для симметричного выхода идеального ДУ $K_{ОСС} = \infty$. Реальный ДУ имеет конечный $K_{ОСС}$ из-за неидентичности параметров плеч. Основное влияние оказывает разброс значений $h_{11Э}$, $h_{21Э} = \beta$, R_K , r_K^* и т. д. Применяют так же логарифмический коэффициент ослабления — выраженный в децибелах $K_{ОСС}$

$$M_{C\Phi} = 20 \lg \left| \frac{K_U}{K_{C\Phi}} \right|, \text{ дБ}$$

Синфазные параметры ДУ с эмиттерными сопротивлениями $R_{Э1}$, $R_{Э2}$ получим с учетом того, что эти резисторы включены последовательно с эмиттерными переходами:

$$R_{BX1} = h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э} + (1 + \beta)2R_0 = (1 + \beta)(R_{Э} + 2R_0),$$

$$R_{CФ} = 0,5h_{11Э} + 0,5(1 + \beta)R_{Э} + (1 + \beta)R_0 = (1 + \beta)(0,5R_{Э} + R_0),$$

$$|K_{CФ1}| = \frac{\beta R_K}{[h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э} + (1 + \beta)2R_0]} = \frac{R_K}{(R_{Э} + 2R_0)},$$

$$K_{OCC1} = K_{OCC2} = \frac{\beta[h_{11Э} + (1 + \beta)R_{Э} + (1 + \beta)2R_0]R}{[2h_{11Э} + 2(1 + \beta)R_{Э}]} = \frac{(R_{Э} + 2R_0)}{2R_{Э}}.$$

ЗАДАНИЕ

1. Рассчитать по постоянному току исследуемый дифференциальный усилитель:

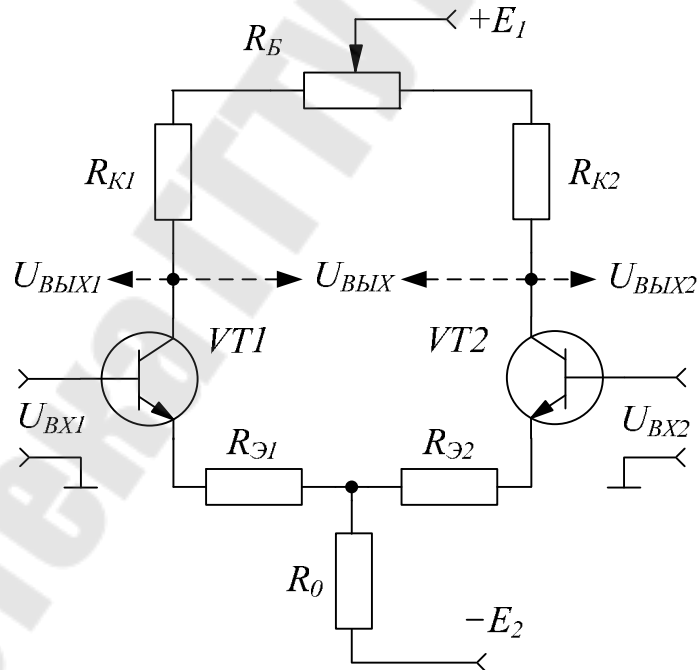


Рис. 7.10. Схема эксперимента

Рассчитать значение токов $I_{K1} = I_{K2}$, I_0 и требуемое значение напряжения источника E_2 по данным таблицы 3.1. при $U_{ВХ1} = U_{ВХ2} = 0$.

$$R_{\mathcal{E}1} = R_{\mathcal{E}2} = 390 \text{ Ом}; \quad R_{K1} = R_{K2} = 1.5 \text{ кОм}; \quad R_0 = 2.2 \text{ кОм}.$$

Таблица 7.1

NN	1	2	3	4	5	6	7	8
E_K [В]	10	11	10	11	9	8	7	8
$U_{K1} = U_{K2}$ [В]	7.5	7.5	7	8.5	6	5.5	5	5

Указание. При расчете принять $U_{БЭ} = 0.7 \text{ В}$, $I_K = I_{\mathcal{E}} = I_0/2$ и воспользоваться уравнением

$$E_2 = U_{БЭ} + I_{\mathcal{E}}R_{\mathcal{E}} + I_0R_0,$$

а токи определить из уравнения статической линии нагрузки

$$E_K = U_K + I_KR_K.$$

2. Рассчитать параметры ДУ при заданных $R_{\mathcal{E}1} = R_{\mathcal{E}2}$ и при $R_{\mathcal{E}1} = R_{\mathcal{E}2} = 0$. Рассчитать выходные напряжения при заданных U_D и $U_{C\Phi}$. Результаты расчетов представить в виде таблицы 7.2.

Таблица 7.2

Параметр	ДУ с эмиттерными сопротивлениями	ДУ ($R_{\mathcal{E}1} = R_{\mathcal{E}2} = 0$)
R_{BX}	$2[h_{11\mathcal{E}} + (1 + \beta)R_{\mathcal{E}}] =$	$2h_{11\mathcal{E}} =$
K_{U1}	$-\beta R_K / [2h_{11\mathcal{E}} + 2(1 + \beta)R_{\mathcal{E}}] =$	$-\beta R_K / 2h_{11\mathcal{E}} =$
K_{U2}	$+\beta R_K / [2h_{11\mathcal{E}} + 2(1 + \beta)R_{\mathcal{E}}] =$	$+\beta R_K / 2h_{11\mathcal{E}} =$
K_U	$-\beta R_K / [h_{11\mathcal{E}} + (1 + \beta)R_{\mathcal{E}}] =$	$-\beta R_K / h_{11\mathcal{E}} =$
$R_{C\Phi}$	$(1 + \beta)(0.5R_{\mathcal{E}} + R_0) =$	$(1 + \beta)R_0 =$
$ K_{C\Phi1} $	$R_K / [R_{\mathcal{E}} + 2R_0] =$	$R_K / 2R_0 =$
K_{OOC}	$(R_{\mathcal{E}} + 2R_0) / 2R_{\mathcal{E}} =$	$\beta R_0 / h_{11\mathcal{E}} =$
$M_{C\Phi1}$	$20 \lg K_{OOC1} =$	$20 \lg K_{OOC1} =$
$K_{C\Phi}$	0 (идеальный ДУ)	
$U_D = 5 \text{ мВ}$		
$U_{ВЫХ1}$	$U_D K_{U1} =$	$U_D K_{U1} =$
$U_{ВЫХ2}$	$U_D K_{U2} =$	$U_D K_{U2} =$
$U_{ВЫХ}$	$U_D K_U =$	$U_D K_U =$
$U_{C\Phi} = 1 \text{ В}$		
$U_{ВЫХ1}$	$U_{C\Phi} K_{C\Phi1} =$	$U_{C\Phi} K_{C\Phi1} =$
$U_{ВЫХ2}$	$U_{C\Phi} K_{C\Phi2} =$	$U_{C\Phi} K_{C\Phi2} =$
$U_{ВЫХ}$	$U_{C\Phi} K_{C\Phi} = 0$ (идеальный ДУ)	

Указание. Для определения $h_{11\Omega}$ принять $r_B = 500$ Ом ориентировочно, $r_{\Omega} = \varphi_T / I_{\Omega}$. Величину $\beta = h_{21\Omega}$ принять равной 50. Для более точных расчетов необходимо использовать измеренные или указанные на лабораторном стенде значения $h_{11\Omega}$ и β .

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 $R_{\Omega 1}$, $R_{\Omega 2}$, 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 $U_{K1} - U_{K2} = 0$.

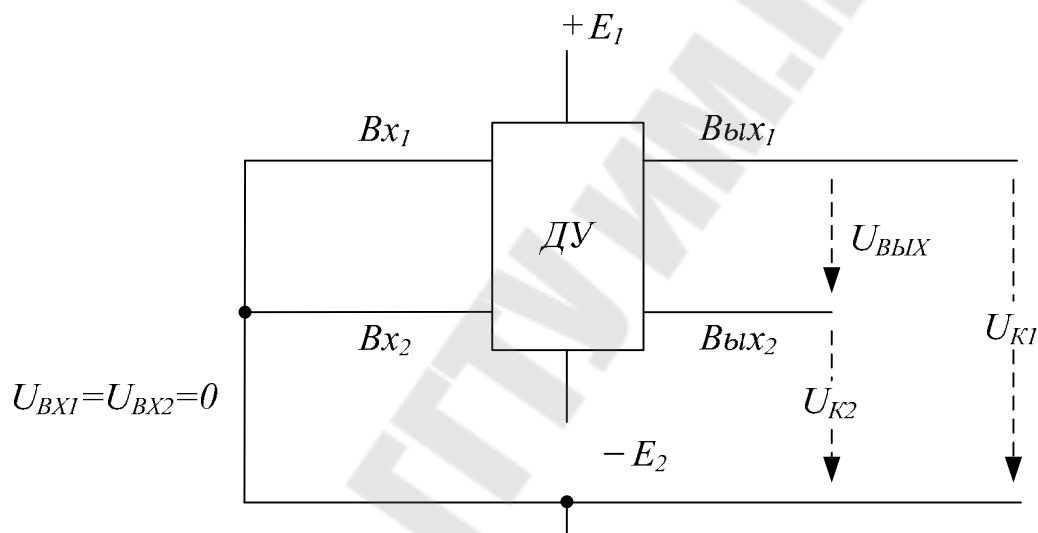


Рис. 7.11. Исследование ДУ в режиме покоя

4. Исследовать дифференциальные параметры ДУ.

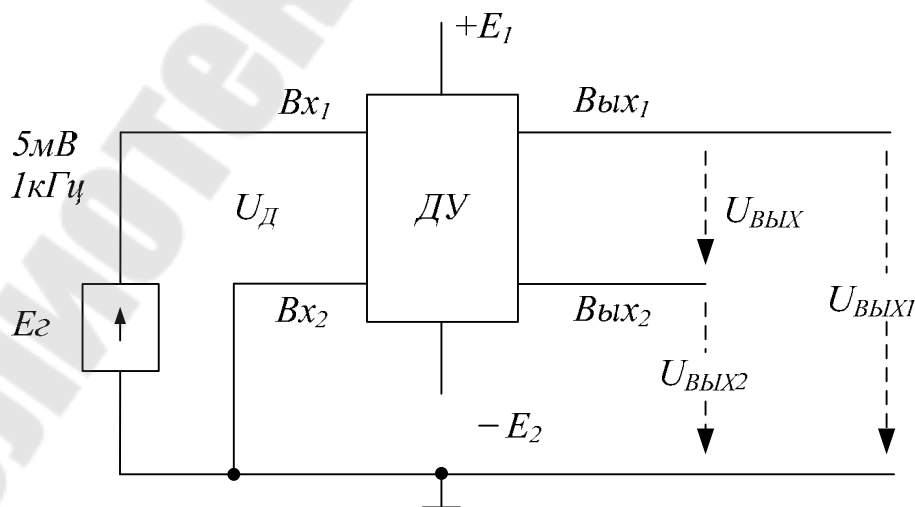


Рис. 7.12. Исследование дифференциальных параметров ДУ

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_D , $U_{ВЫХ1}$, $U_{ВЫХ2}$, $U_{Э1}$, $U_{Э2}$, U_{R0} . Определить, параметры ДУ, сравнить с расчетными по п.2.

Результаты измерений и расчетов представить в таблице 7.3.

Таблица 7.3

Параметр	U_D	$U_{ВЫХ1}$	$U_{ВЫХ2}$	$U_{ВЫХ}$	K_{U1}	K_{U2}	K_U
Измерение					$U_{ВЫХ1}/U_D$	$U_{ВЫХ2}/U_D$	$U_{ВЫХ}/U_D$
Расчет							

5. Выполнить задание п.3.4 для случая $R_{Э} = 0$. Резисторы $R_{Э1}$ и $R_{Э2}$ в схеме ДУ (рис. 10) закоротить. Измерить вольтметром и обратить внимание на возросший разбаланс выходного напряжения $U_{ВЫХ}$ по постоянному току. Повторить балансировку. Провести измерения параметров и представить в виде таблицы 7.4.

Таблица 7.4

$R_{Э1} = R_{Э2} = 0$							
Параметр	U_D	$U_{ВЫХ1}$	$U_{ВЫХ2}$	$U_{ВЫХ}$	K_{U1}	K_{U2}	K_U
Измерение					$U_{ВЫХ1}/U_D$	$U_{ВЫХ2}/U_D$	$U_{ВЫХ}/U_D$
Расчет							

6. Провести измерение синфазных параметров ДУ при заданных $R_{Э}$, $R_{K1} = R_{K2}$ и $U_{CФ} = 1$ В. Измерить и зарисовать осциллограммы напряжений: $U_{CФ}$, $U_{ВЫХ1}$, $U_{ВЫХ2}$, $U_{Э1}$, $U_{Э2}$, U_{R0} .

Результаты измерений и расчетов представить в таблице 7.5.

$$E_{Гт} = U_{CФ} = 1\text{В}$$

Таблица 7.5.

Параметр	$U_{ВЫХ1}$	$U_{ВЫХ2}$	$U_{ВЫХ}$	$K_{CФ1}$	$K_{CФ2}$	$K_{CФ}$
Измерение						
Расчет						

Параметр	$K_{ОСС1}$	$K_{ОСС2}$	$K_{ОСС}$	$M_{CФ1}$	$M_{CФ2}$	$M_{CФ}$

Измерение						
Расчет						

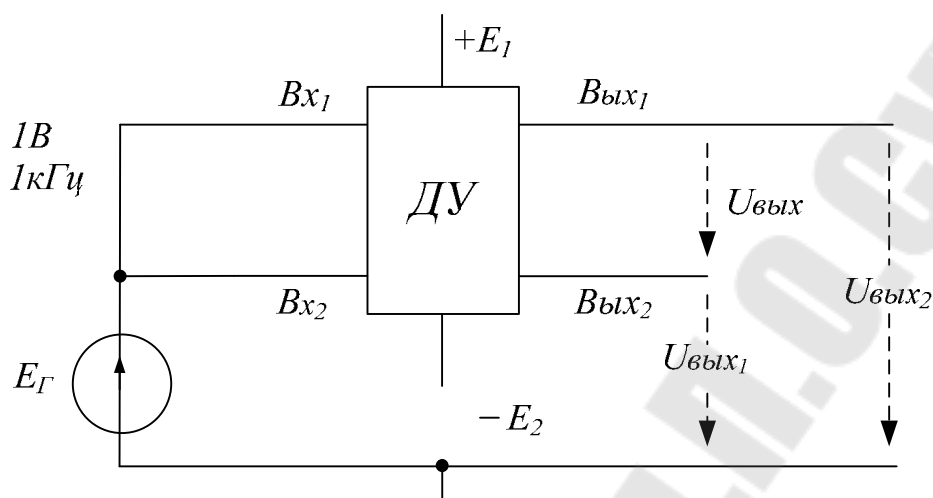


Рис. 7.13. Исследование синфазных параметров ДУ

7. Повторить опыт по п.3.6. для ДУ без эмиттерных резисторов.

$$E_{Гт} = U_{CФ} = 1В, R_{Э1} = R_{Э2} = 0$$

Таблица 7.6

Параметр	$U_{ВЫХ1}$	$U_{ВЫХ2}$	$U_{ВЫХ}$	$K_{CФ1}$	$K_{CФ2}$	$K_{CФ}$
Измерение						
Расчет						

Параметр	$K_{ОСС1}$	$K_{ОСС2}$	$K_{ОСС}$	$M_{CФ1}$	$M_{CФ2}$	$M_{CФ}$
Измерение						
Расчет						

8. Оценить количественно расхождения между рассчитанными и измеренными параметрами, объяснить их причины. Объяснить значительно большую точность расчетов для ДУ с эмиттерными резисторами.

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.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ

1. Привести схему дифференциального усилителя, объяснить назначение элементов.
2. Привести основные соотношения для расчета диффузителера по постоянному току.
3. Чем объясняется высокая стабильность ДУ 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 дифсигнала.
6. Чему равен коэффициент усиления дифференциального сигнала при симметричном и несимметричном выходах?
7. Привести и пояснить эквивалентную схему ДУ для синфазного сигнала.
8. Определить с помощью эквивалентной схемы коэффициенты передачи синфазного сигнала.
9. Определить входные сопротивления ДУ для дифференциального и синфазного сигналов.
10. Дать определение $K_{ОСС}$, как он рассчитывается?
11. Чему равен $K_{ОСС}$ для симметричного выхода?
12. С какой целью в ДУ вместо токозадающего резистора R_0 применяют источник тока?
13. Как влияют сопротивления $R_Э$ на параметры усилителя?
14. Что такое балансировка, с какой целью она применяется?
15. Что численно выражает коэффициент $M_{СФ}$?

ЛИТЕРАТУРА

1. Остапенко Г.С. Усилительные устройства: Учебн. Пособие для вузов, — М: Радио и связь, 1989, С. 305—316.
2. Гусев В.Г., Гусев Г.М. Электроника. Издание второе, М: Высш. шк., 1991, С. 283—293.
3. Аналоговая и цифровая электроника. Ю.Ф. Опадчий, О.П.Глудкин, А.И. Гуров— М: 2000. Стр. 238–245.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 8
ИССЛЕДОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ОПЕРАЦИОННЫХ
УСИЛИТЕЛЕЙ

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.

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.

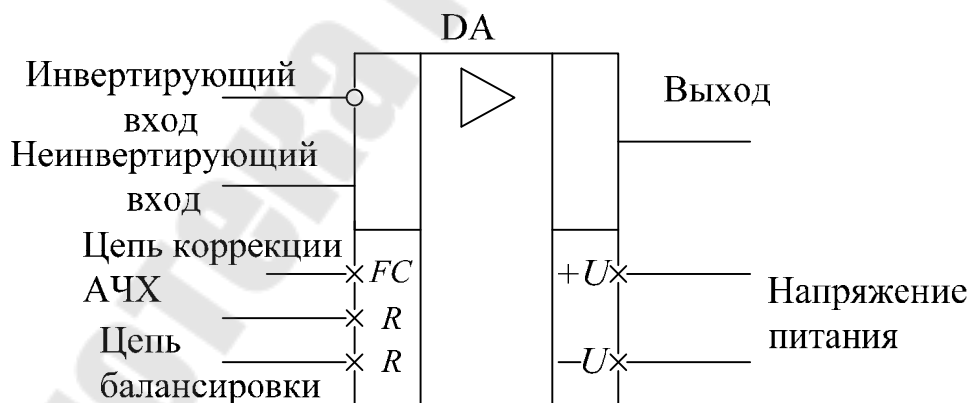


Рис 8.1. Условное графическое обозначение ОУ

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).

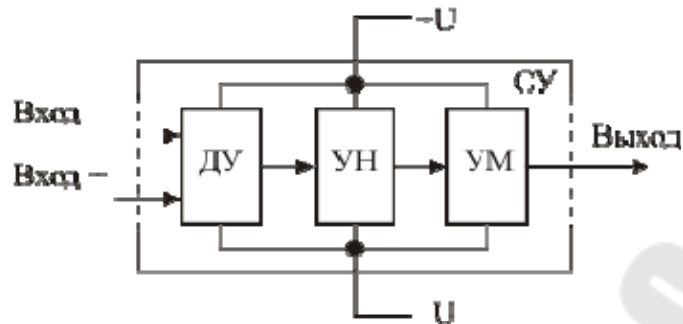


Рис. 8.2. Структурная схема двухкаскадного ОУ

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 – среднееарифметическое значение токов инвертирующего и неинвертирующего входов ОУ при нулевом выходном напряжении,

ΔI_{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,

$R_{C\Phi}$ [МОм] – входное сопротивление для синфазного сигнала – отношение приращения синфазного входного напряжения к приращению среднего входного тока ОУ,

$M_{C\Phi}$ [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_{Π} [В] – номинальное напряжение питания,

$U_{\Pi,МИН} - U_{\Pi,МАХ}$ [В] – допустимый диапазон напряжений питания,

I_{Π} [мА] – потребляемый ток,

$U_{ВХ}$ [В] – максимальное дифференциальное входное напряжение,

$U_{C\Phi}$ [В] – максимальное синфазное входное напряжение,

$U_{ВЫХ}$ [В] – максимальное выходное напряжение,

$I_{ВЫХ}$ [мА] – максимальный выходной ток,

R_H [кОм] – минимальное значение сопротивления нагрузки.

Параметры ОУ, относящиеся ко входу, определяются свойствами входного дифкаскада. Эквивалентная схема ОУ с учетом источников входных ошибок по постоянному току имеет вид:

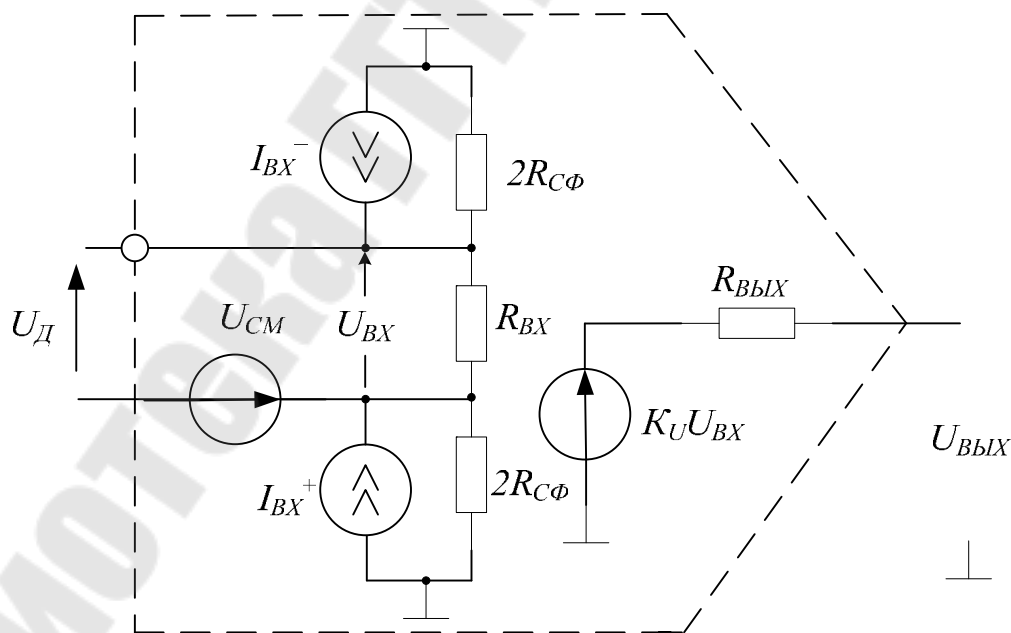


Рис. 8.3. Эквивалентная схема ОУ

Некоторые параметры ОУ можно определить из его амплитудной характеристики – зависимости выходного напряжения от дифференциального входного напряжения U_D , показанной на рис. 4.

Максимальные выходные напряжения $U_{ВЫХ}^+$ и по модулю примерно на 2–3 В меньше $U_{П}$ и уменьшаются с ростом выходного тока $I_{ВЫХ}$. Некоторые ОУ имеют защиту от короткого замыкания на выходе – например: К14ОУД7, К153УД2. При уменьшении R_H 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 $U_{ВЫХ}$ к вызвавшему его приращению входного дифференциального напряжения $U_{ВХ}$ на линейном участке амплитудной характеристики.

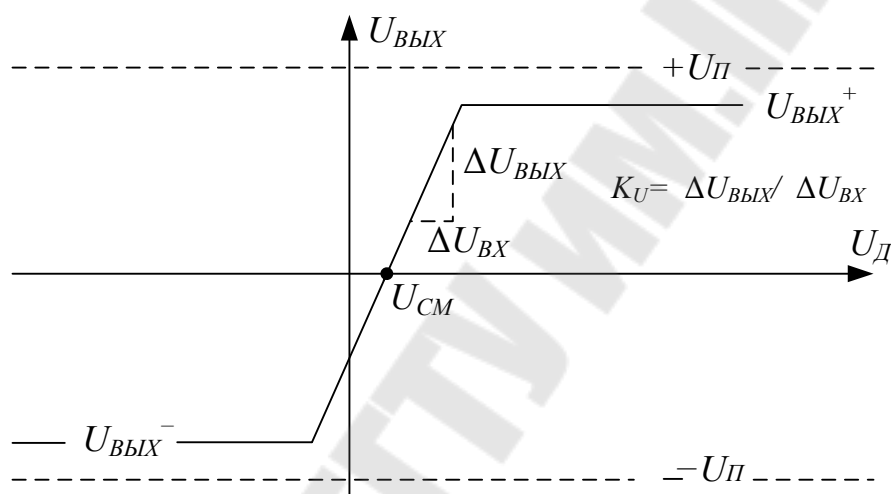


Рис. 8.4. Амплитудная характеристика ОУ

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 – $U_{СМ}$, $I_{ВХ}$ и др.

Напряжение смещения нуля $U_{СМ}$ – это дифференциальное входное напряжение, которое необходимо приложить ко входу, чтобы выходное постоянное напряжение было равно нулю. Причина возникновения $U_{СМ}$ заключается в неидентичности биполярных или полевых транзисторов входного дифкаскада – в первую очередь их напряжений $U_{БЭ}$ или $U_{ЗИ}$. Нормируется предельное значение напряжения смещения; абсолютная величина $U_{СМ}$ и его полярность для каждого экземпляра ОУ – случайные величины. Поэтому полярность источника $U_{СМ}$ 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 неопределены, 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 $U_{0BЫIX}$ не равны нулю. Входное постоянное напряжение ошибки U_0 присутствует на входе ОУ независимо от величины входного сигнала и является приведенной ко 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.

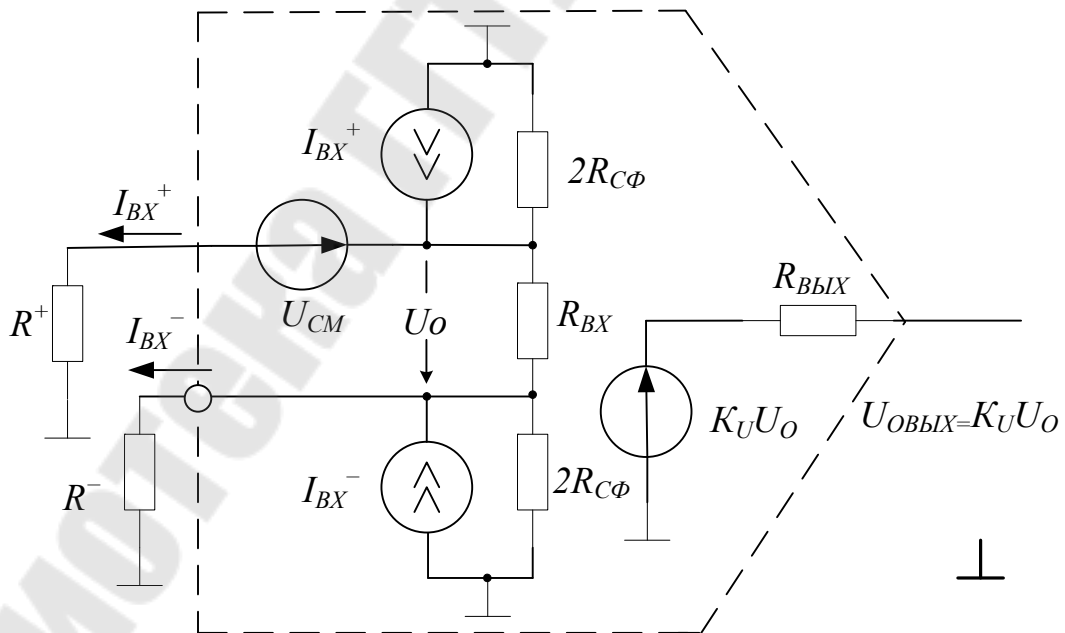


Рис. 8.5. Определение погрешности U_0 на входе ОУ

С помощью балансировки входного дифкаскада влияние напряжения U_0 можно исключить (скомпенсировать). Если резисторы на входах ОУ такой величины, что токовые составляющие погрешности

$I_{BX}R$ соизмеримы или превышают U_{CM} , то схему на ОУ симметрируют – обеспечивают равенство $R^- = R^+ = R$. При равенстве токов I_{BX}^+ и I_{BX}^- токовая погрешность отсутствует. Из-за неравенства входных токов погрешность пропорциональна разности токов:

$$U_0 = U_{CM} + \Delta I_{BX}R.$$

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_{CM}/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.

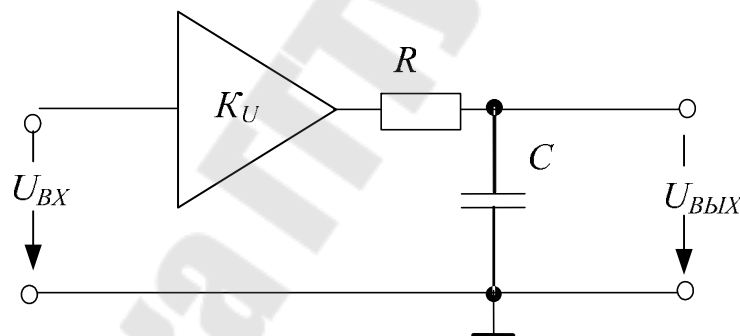


Рис. 8.6. Эквивалентная схема ОУ, представляющая

его частотную характеристику

АЧХ $K_U(f)$ и ФЧХ $\varphi(f)$ в соответствии с эквивалентной схемой:

$$K_U(f) = \frac{K_U}{\sqrt{1 + (f / f_{ГР})^2}},$$

$$\varphi(f) = -\arctg\left(\frac{f}{f_{ГР}}\right).$$

Для частот $f \ll f_{ГР}$ $K_U(f) = K_U$, а для $f \gg f_{ГР}$ $K_U(f) = K_U f_{ГР} / f$. На частотах, превышающих $f_{ГР}$, K_U обратно-пропорционален частоте. Например, при увеличении частоты в 10 раз K_U уменьшается также в 10 раз. На спадающем участке АЧХ справедливо соотношение:

$$K_U(f) \cdot f = K_U \cdot f_{ГР} = const = f_1.$$

Граничная частота $f_{ГР}$ для ОУ не нормируется, а приводится частота единичного усиления f_1 , что позволяет рассчитать граничную частоту:

$$f_{ГР} = \frac{f_1}{K_U}$$

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:

$$f_{ГР} = \frac{f_1}{K_U} = \frac{1 \text{ МГц}}{100000} = 10 \text{ Гц}$$

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:

$$K_U(f) [\text{дБ}] = 20 \lg K_U(f) = 20 \lg K_U - 20 \lg \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{ГР}}\right)^2}.$$

Логарифмическая АЧХ ОУ широкого применения с внутренней коррекцией имеет вид:

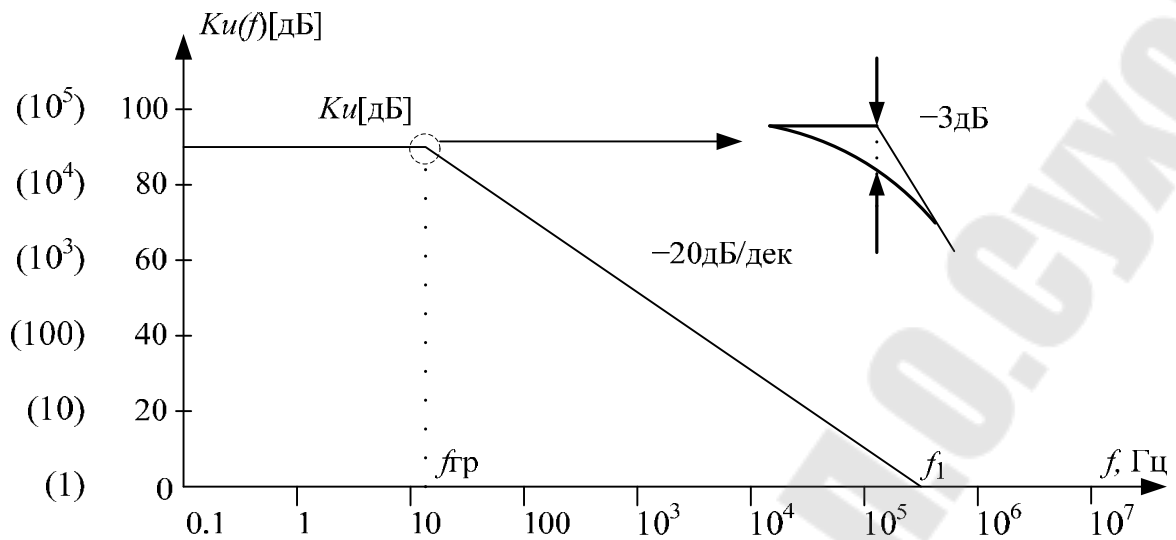


Рис. 8.7. Логарифмическая АЧХ ОУ

При достаточном отклонении частоты от $f_{ГР}$ выражение для ЛАЧХ упрощается – получают асимптотическую ЛАЧХ:

$$K_U(f) [дБ] = \begin{cases} 20 \lg K_U = K_U [дБ], & \text{при } f \ll f_{ГР}, \\ 20 \lg K_U = 20 \lg \left(\frac{f}{f_{ГР}} \right) [дБ], & \text{при } f \gg f_{ГР}. \end{cases}$$

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. 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:

$$\varphi(f) = -\arctg \left(\frac{f}{f_{ГР}} \right) = \begin{cases} 0 & \text{при } f \ll f_{ГР}, \\ -45^\circ & \text{при } f = f_{ГР}, \\ -90^\circ & \text{при } f \gg f_{ГР} \end{cases}$$

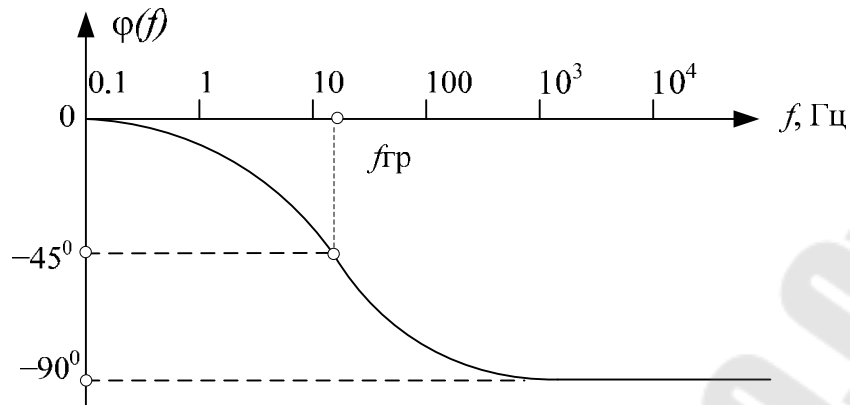


Рис. 8.8. Фазочастотная характеристика ОУ

При экспериментальном исследовании АЧХ ОУ по фазовому сдвигу между $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$ можно определить, какому участку ЛАЧХ ($f > f_{ГР}$ или $f < f_{ГР}$) соответствует данная частота.

В таблице 2.1. 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 $0,1 f_{ГР} \div 10 f_{ГР}$ и значения фазового сдвига сигнала.

Таблица 8.1

$f / f_{ГР}$	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
- // - [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

$f / f_{ГР}$	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
- // - [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 $f_{ГР}$ $K_U(f)$ принимает значение $0,707 K_U$ или уменьшается по сравнению с низкочастотным на 3дБ. Максимальное отклонение асимптотической ЛАЧХ от исходной характеристики равно 3дБ на частоте $f_{ГР}$ (рис. 7). На частотах $f < 0,5 f_{ГР}$ и $f < 2 f_{ГР}$ отклонение не превышает 1дБ и при удалении от точки $f = f_{ГР}$ 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:

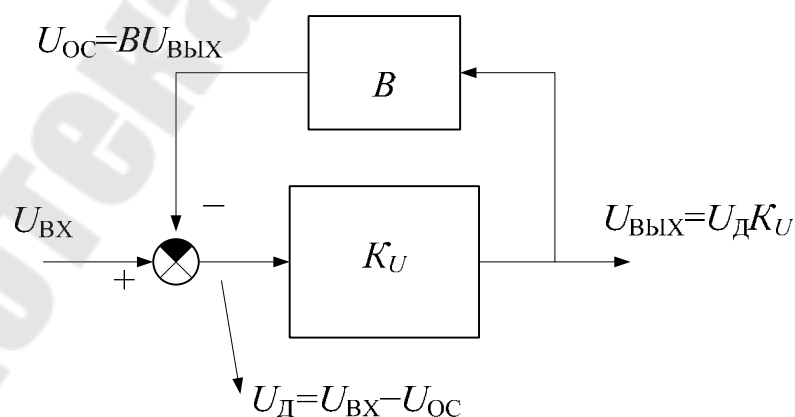


Рис. 8.9. Блок-схема усилителя с обратной связью

Часть выходного напряжения усилителя через цепь обратной связи с коэффициентом передачи B в виде сигнала обратной связи $U_{OC} = BU_{BYX}$ поступает на вход и вычитается из входного сигнала.

Разностное (дифференциальное) напряжение $U_{Д} = U_{ВХ} - U_{ОС}$ усиливается усилителем в цепи прямой передачи $U_{ВЫХ} = K_U U_{Д}$.

При отсутствии обратной связи ($B=0$) $U_{ОС} = 0$ 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:

$$U_{ВЫХ} = K_U U_{Д} = K_U (U_{ВХ} - U_{ОС}) = K_U (U_{ВХ} - B U_{ВЫХ}) = K_U U_{ВХ} - B K_U U_{ВЫХ}$$

$$U_{ВЫХ} + B K_U U_{ВЫХ} = (1 + B K_U) U_{ВЫХ} = K_U U_{ВХ},$$

$$K = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{K_U}{(1 + B K_U)}.$$

Наличие отрицательной ОС приводит к уменьшению усиления в $F = 1 + B K_U$ раз, где F – глубина обратной связи.

При выполнении условия $B K_U \gg 1$ коэффициент усиления усилителя с отрицательной ОС не зависит от K_U разомкнутого усилителя, а определяется параметрами цепи ОС

$$K = \frac{K_U}{(1 + B K_U)} = \frac{1}{B}, \text{ при } B K \gg 1.$$

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 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

$$K = \frac{K_U}{1 + B K_U} = \frac{1}{B[1 + 1/BK_U]} = \frac{1}{B} \left[1 - \frac{1}{B K_U} \right].$$

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

$$\frac{1}{BK_U} = \frac{1}{0,01 \cdot 100000} = 0,001 = 0,1\%.$$

Наличие у ОУ «+» и «-» – входов позволяет реализовать сумматор непосредственно на входе ОУ. Различают два вида сумматоров – последовательный и параллельный – рис. 8.10.

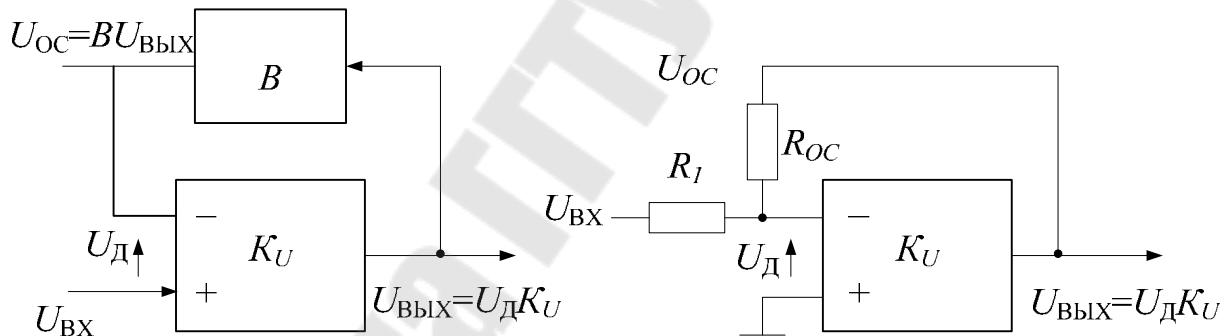


Рис. 8.10. Последовательный и параллельный сумматоры

В последовательном сумматоре эквивалентные источники сигналов U_{BX} , U_{OC} , U_D 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

$$U_D = U_{BX} - U_{OC} = U_{BX} - BU_{VYX}.$$

В параллельном сумматоре источники сигналов U_{BX} , U_{VYX} и суммарный сигнал U_D включены параллельно. В этой схеме сумматор и цепь ОС совмещены и коэффициент передачи цепи ОС B равен коэффициенту передачи сумматора с выхода на вход:

$B = R_{BX} / (R_{BX} + R_{OC})$. Кроме того, в параллельном сумматоре входное напряжение подается на вход ОУ через делитель напряжения, образованный резисторами R_{BX} и R_{OC} с коэффициентом передачи $Y_{UBX} = R_{OC} / (R_{BX} + R_{OC})$. На входе ОУ выделяется дифференциальный сигнал

$$Y_{д} = Y_{UBX}U_{BX} + BU_{ВЫХ} = U_{BX}R_{OC} / (R_{BX} + R_{OC}) + U_{ВЫХ}R_{BX} / (R_{BX} + R_{OC}).$$

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.

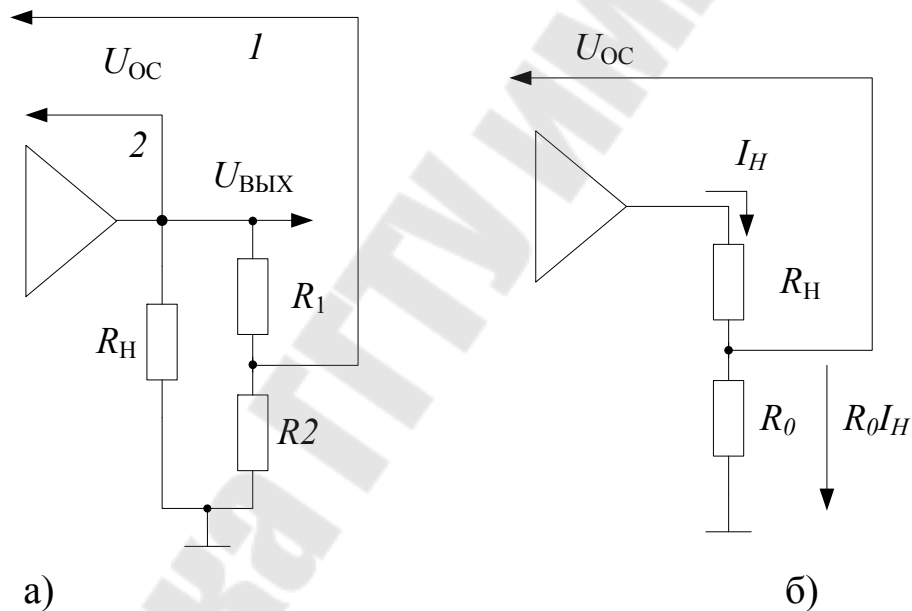


Рис. 8.11. Обратная связь по напряжению (а) и току (б)

Для схем с ОС по напряжению характерна пропорциональность сигнала ОС и напряжения на нагрузке $U_{ВЫХ}$. Напряжение обратной связи U_{OC} формируют с помощью делителя R_1, R_2 (ОС₁ на рис. 8.11.а)

$$U_{OC} = \frac{U_{ВЫХ} R_2}{(R_1 + R_2)} = BU_{ВЫХ}.$$

В частности, если выходное напряжение полностью поступает на вход усилителя, то $B=1$ и $U_{OC} = U_{ВЫХ}$, имеем 100%-ю ОС по напряжению (ОС₂ на рис. 8.11.а).

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

$$U_{OC} = R_0 I_H.$$

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, 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 напряжению называют повторителем напряжения – рис. 8.12.

В повторителе напряжения U_{BX} подается на «+» – вход ОУ, а выход усилителя соединен непосредственно с «-» – входом. Коэффициент передачи цепи ОС $B=1$, следовательно

$$U_{OC} = U_{BIX},$$

$$U_{BIX} = K_U U_D = K_U (U_{BX} - U_{OC}) = K_U (U_{BX} - U_{BIX}) = K_U U_{BX} - K_U U_{BIX},$$

$$K = \frac{U_{BIX}}{U_{BX}} = \frac{K_U}{(1 + K_U)} = 1 - \frac{1}{(1 + K_U)} = 1 - \frac{1}{K_U}.$$

В повторителе напряжения обратная связь имеет максимальную глубину $F = 1 + K_U$. Для практических случаев $K_U \gg 1$, $K = 1$.

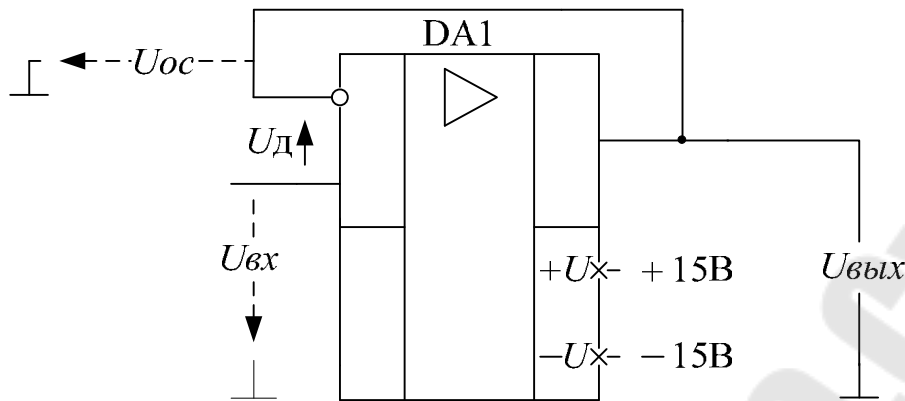


Рис. 8.12. Повторитель напряжения

При определении коэффициентов передачи схем с отрицательной ОС на ОУ используют понятие *идеальный ОУ*. Под идеальным понимают ОУ, имеющий идеальные параметры: K_U , R_{BX} , M_{CF} бесконечно велики, а $R_{ВЫХ}$, $I_{ВХ}$, $U_{СМ}$ равны нулю. В повторителе напряжения идеализация ОУ упрощает анализ:

$$K_U \rightarrow \infty. \quad U_D = U_{ВХ} - U_{ВЫХ} \rightarrow 0. \quad U_{ВЫХ} = U_{ВХ}. \quad K = 1.$$

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

$$K = \frac{K_U}{1 + K_U R_1 / (R_1 + R_2)} = \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \cdot \frac{1}{1 + 1/BK_U} = \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right] \cdot \left[1 - \frac{1}{K_U R_1 / (R_1 + R_2)} \right].$$

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:

$$K_U \rightarrow \infty, U_D = U_{BX} - \frac{U_{BIX} R_1}{(R_1 + R_2)} \rightarrow 0, U_{BIX} = U_{BX} (1 + R_2 / R_1).$$

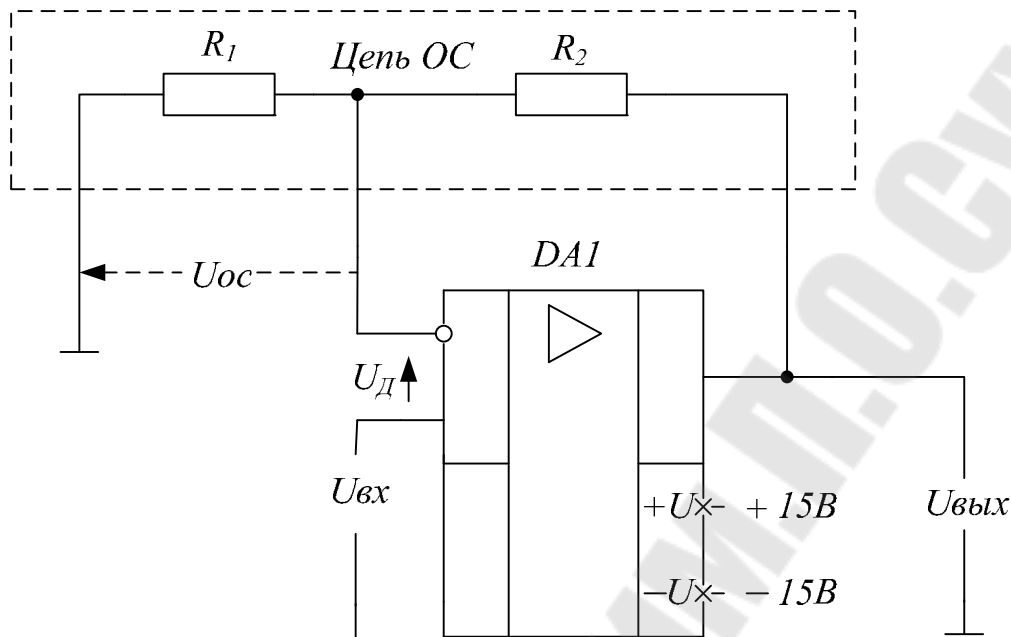


Рис. 8.13. Неинвертирующий усилитель

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: $R_1 + R_2 \gg R_{НМИН}$. Верхнее значение сопротивлений цепи ОС обычно ограничено величиной допустимой токовой ошибки на входе ОУ из-за входного тока $(R_1 // R_2) I_{BX}$ или разности входных токов при симметрировании. Для ОУ широкого применения с $R_{НМИН} = 2 \text{ кОм}$ 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).

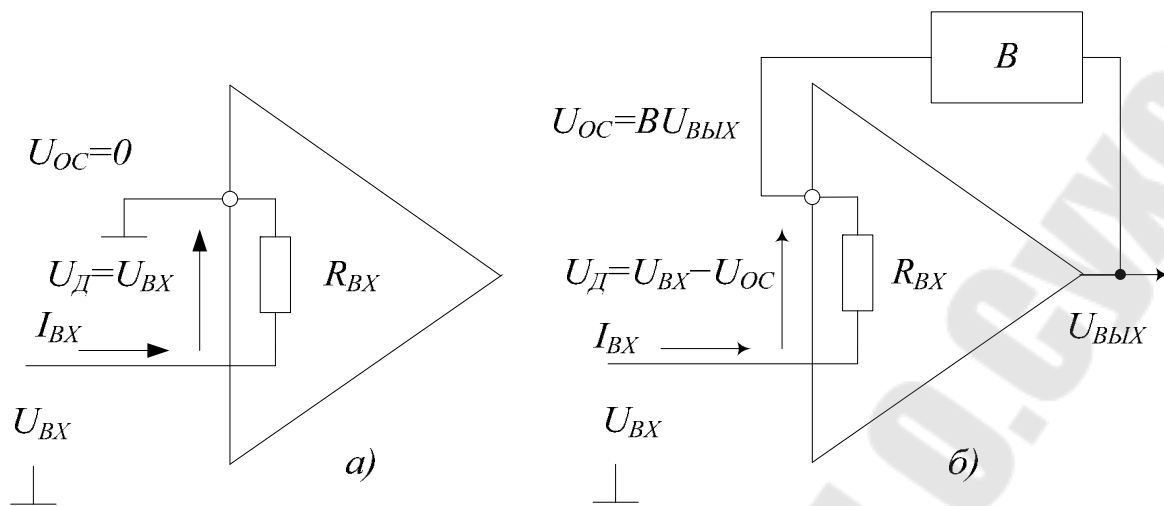


Рис. 8.14. Входная цепь усилителя без ОС (а) и с отрицательной последовательной обратной связью (б)

При отсутствии ОС (рис. 8.14а) входной сигнал приложен между входами ОУ и входное сопротивление усилителя равно дифференциальному R_{BX} ОУ:

$$U_D = I_{BX} R_{BX}, \quad U_{BX} = U_D, \quad R_{BX} = \frac{U_{BX}}{I_{BX}} = \frac{U_D}{I_{BX}}.$$

В усилителе с последовательной ОС между входами ОУ приложена разность $U_D = U_{BX} - U_{OC} \ll U_{BX}$, поэтому входной ток значительно меньше тока без ОС, что эквивалентно увеличению входного сопротивления R_{BX} ОС по сравнению с R_{BX} .

Для схемы на рис. 14б справедливы равенства

$$U_{BX} = U_D + U_{OC}, \quad U_{ВЫХ} = K_U U_D,$$

$$U_D = I_{BX} R_{BX}, \quad U_{OC} = BU_{ВЫХ} = BK_U U_D = BK_U I_{BX} R_{BX}.$$

Входное сопротивление усилителя с последовательной ОС:

$$R_{BX \text{ ОС}} = \frac{U_{BX}}{I_{BX}} = \frac{U_D + U_{OC}}{I_{BX}} = \frac{I_{BX} R_{BX} + BK_U I_{BX} R_{BX}}{I_{BX}} = R_{BX} (1 + BK_U).$$

Последовательная отрицательная обратная связь увеличивает входное сопротивление в $1 + BK_U = F$ раз.

Для оценки выходного сопротивления неинвертирующего усилителя исследуем влияние обратной связи по напряжению на $R_{ВЫХ}$.

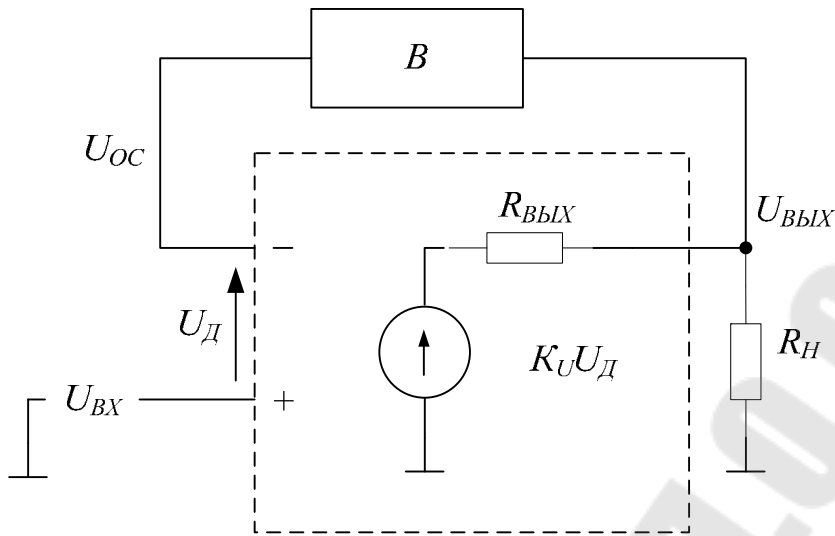


Рис. 8.15. Влияние отрицательной обратной связи по напряжению на выходное сопротивление

Воспользуемся стандартным приемом определения $R_{\text{ВЫХ}}$ двух-полюсника – методом холостого хода и короткого замыкания. При отсутствии ОС ($B=0$, $U_{0C} = 0$, $U_{\text{Д}} = U_{\text{ВХ}}$)

$$U_{\text{ВЫХХХ}} = K_U U_{\text{Д}} = K_U U_{\text{ВХ}}, \quad I_{\text{ВЫХКЗ}} = \frac{K_U U_{\text{Д}}}{R_{\text{ВЫХ}}} = \frac{K_U U_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}},$$

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

Выходное сопротивление усилителя без ОС равно $R_{\text{ВЫХ}} \text{ ОУ}$. При наличии обратной связи:

$$U_{\text{ВЫХХХ}} = K_U U_{\text{Д}} = K_U (U_{\text{ВХ}} - U_{0C}) = K_U U_{\text{ВХ}} - K_U B U_{\text{ВЫХХХ}},$$

$$U_{\text{ВЫХХХ}} = \frac{K_U U_{\text{ВХ}}}{(1 + BK_U)}.$$

При коротком замыкании на выходе ОС по напряжению не действует:

$$U_{\text{ВЫХ}} = 0, \quad U_{0C} = B U_{\text{ВЫХ}} = 0, \quad U_{\text{Д}} = U_{\text{ВХ}},$$

$$I_{\text{ВЫХКЗ}} = \frac{K_U U_{\text{Д}}}{R_{\text{ВЫХ}}} = \frac{K_U U_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВЫХ}}},$$

$$R_{\text{ВЫХ0C}} = \frac{U_{\text{ВЫХХХ}}}{I_{\text{ВЫХКЗ}}} = \frac{R_{\text{ВЫХ}}}{(1 + BK_U)}.$$

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_{CM} и I_{BX} . Для неинвертирующего усилителя (рис. 8.13) приведенное ко входу напряжение ошибки:

$$U_0 = U_{CM} + (I_{BX+})R_+ - (I_{BX-})R_- = U_{CM} - R_1 // R_2 \cdot I_{BX-}.$$

Так как знаки U_{CM} и I_{BX} не определены, то для оценки предельного значения U_0 влияющие величины суммируют по модулю:

$$U_0 = U_{CM} + R_1 // R_2 \cdot I_{BX}.$$

Для определить выходное напряжение ошибки по постоянному току $U_{0ВЫХ}$ найдем коэффициент усиления схемы с ОС по ошибке U_0 .

Для упрощения анализа положим $U_{BX} = 0$ и воспользуемся схемой входной цепи неинвертирующего усилителя (рис. 8.13) с учетом внутреннего источника U_0 :

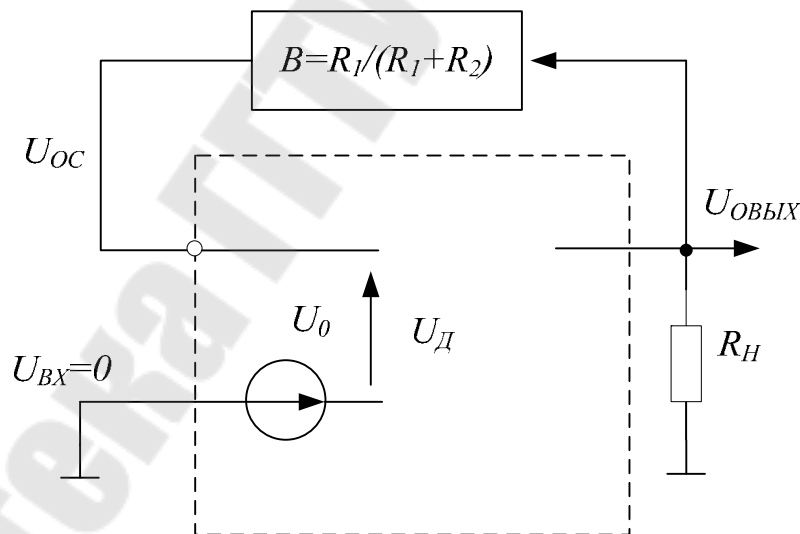


Рис. 8.16. Определение $U_{0ВЫХ}$ в схеме с обратной связью.

Полагая $K_U \rightarrow \infty$, получим $U_Д = U_0 - U_{OC} \rightarrow 0$,

$$U_{0ВЫХ} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_0, \quad K_{ОШ} = 1 + \frac{R_2}{R_1}.$$

Эквивалентные источники U_0 и U_{OC} включены последовательно относительно $U_Д$ при последовательной ОС и при параллельной (схе-

ма на рис. 8.10 б преобразуется в эквивалентную на рис. 16, так как при $U_{BX} = 0$ резистор R_1 заземлен).

Следовательно, независимо от типа ОС по входу коэффициент усиления по ошибке равен коэффициенту усиления сигнала неинвертирующим усилителем $K_{0ш} = 1 + R_2 / R_1 = 1 + R_{0C} / R_{BX}$.

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. 6, получим:

$$\begin{aligned} K(j\omega) &= \frac{K_U / (1 + j\omega / \omega_{ГР})}{1 + BK_U / (1 + j\omega / \omega_{ГР})} = \frac{K_U}{1 + BK_U + j\omega / \omega_{ГР}} = \\ &= \frac{K_U / (1 + BK_U)}{1 + j\omega / [\omega_{ГР}(1 + BK_U)]} = \frac{K}{1 + j\omega / \omega_{0C}} \end{aligned}$$

Верхняя граничная частота усилителя с отрицательной ОС:

$$\omega_{0C} = \omega_{ГР}(1 + BK_U), \quad f_{0C} = f_{ГР}(1 + BK_U).$$

Отрицательная ОС увеличивает верхнюю граничную частоту в $1 + BK_U = F$ раз пропорционально уменьшению усиления.

Модуль коэффициента передачи усиления с ОС (АЧХ) равен:

$$K(f) = \frac{K}{\sqrt{1 + (f / f_{0C})^2}}$$

На частотах $f \ll f_{0C}$

$$K(f) = K = K_U / (1 + BK_U),$$

а при $f \gg f_{0C}$

$$K(f) = K \cdot f_{0C} / f,$$

Коэффициент K обратнопропорционален частоте. ЛАЧХ замкнутого усилителя:

$$K(f)[\text{дБ}] = 20 \lg K(f) = 20 \lg \frac{K}{\sqrt{1+(f/f_{0C})^2}}.$$

На частотах $f \ll f_{0C}$ и при условии $BK_U \gg 1$ ЛАЧХ усилителя с ОС

$$K(f)[\text{дБ}] = 20 \lg K = 20 \lg K_U - 20 \lg(BK_U) = 20 \lg(1/B).$$

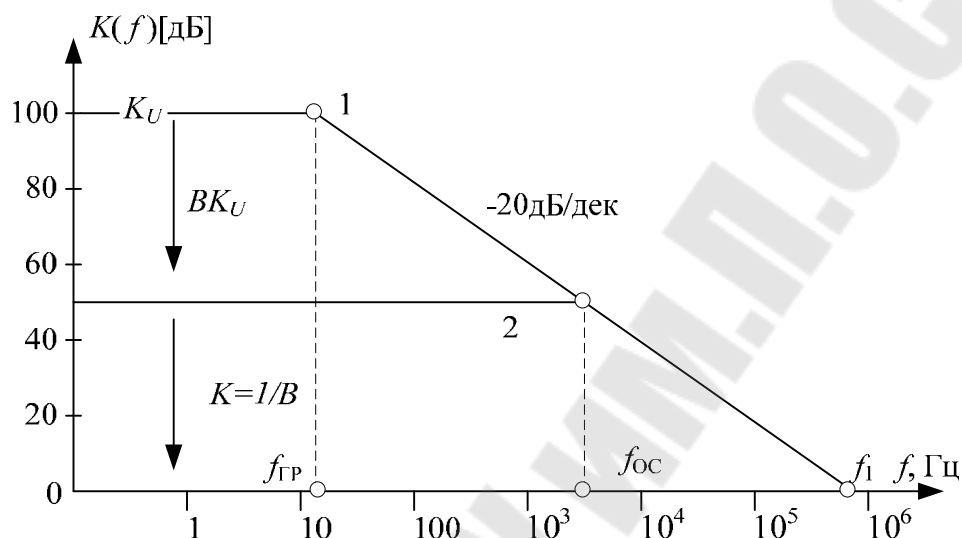


Рис. 8.17. Асимптотические ЛАЧХ разомкнутого ОУ (1) и усилителя с отрицательной ОС (2)

Так как увеличение f_{0C} по сравнению с $f_{ГР}$ ОУ пропорционально глубине ОС, то максимальную верхнюю частоту имеет повторитель напряжения – при $B=1$, $F = K_U$ и $f_{0C} = f_{ГР}K_U = f_1$. ЛАЧХ повторителя напряжения совпадает с осью частот, т. к. $K[\text{дБ}]=0$.

При достаточном отклонении частоты от $f_{ГР}$ выражение для ЛАЧХ упрощается – получают асимптотическую ЛАЧХ.

Пример расчета неинвертирующего усилителя на ОУ

Рассчитать параметры усилителя напряжения на ОУ на постоянном токе и на частоте 1кГц 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 КР14ОУД7 с основными параметрами:

$$K_U = 50000, U_{CM} = 4 \text{ мВ}, I_{BX} = 200 \text{ нА}, \Delta I_{BX} = 50 \text{ нА},$$

$$f_1 = 0,8 \text{ МГц}, R_H = 2 \text{ кОм}.$$

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
 $R_1 = 10 \text{ кОм}$, $R_2 = R_1 (K - 1) = 490 \text{ кОм}$.

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

$$U_{0ВЫХ} = U_0 K_{ОШ} = U_0 (1 + R_2 / R_1) = 300 \text{ мВ},$$

следовательно

$$- 300 \text{ мВ} < U_{0ВЫХ} < +300 \text{ мВ}.$$

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

$$1 / F = 0,001 = 0,1\%.$$

На переменном токе из-за снижения $K_U(f)$ уменьшается глубина обратной связи и изменяется усиление. 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

$$F(f) = 1 + BK_U(f) = 1 + 0,02 \cdot 800 = 17.$$

Усиление

$$K(f) = K_U(f) / F(f) = 800 / 17 = 47,1,$$

погрешность из-за конечного значения K_U

$$1 / F(f) = 1 / 17 = 0,06 = 6 \%$$

Для оценки влияния ОС на R_{BX} и $R_{ВЫХ}$ усилителя примем ориентировочно, что параметры ОУ $R_{BX} = 20 \text{ кОм}$, $R_{ВЫХ} = 20 \text{ Ом}$. Так как ОС последовательная, то входное сопротивление замкнутого усилителя

$$R_{BX0C} = R_{BX} F.$$

На постоянном токе

$$R_{BX0C} = 20 \text{ кОм} \cdot 1001 = 20 \text{ МОм}.$$

Необходимо учитывать, что реально R_{BX0C} ограничено величиной $R_{CФ}$ ОУ, которое не охвачено ОС.

На переменном токе на частоте $f = 1 \text{ кГц}$

$$R_{BX0C}(f) = R_{BX} F(f) = 20 \text{ кОм} \cdot 17 = 340 \text{ кОм}.$$

Выходное сопротивление вследствие ОС по напряжению уменьшается: $R_{ВЫХ0C} = R_{ВЫХ} / F = 20 / 1001 = 0,02 \text{ Ом}$, на частоте 1 кГц $R_{ВЫХ0C}(f) = R_{ВЫХ} / F(f) = 20 / 17 = 1,2 \text{ Ом}$.

Граничная частота замкнутого усилителя (см. рис. 8.17)

$$f_{0C} = f_{ГР} F = f_1 / K = f_1 B = 16 \text{ Гц} \cdot 1001 = 800 \text{ кГц} / 50 = 16 \text{ кГц}.$$

В инвертирующем усилителе напряжения U_{BX} и $U_{ВЫХ}$ подаются на «-» – вход ОУ соответственно через резисторы R_1 и R_2 , а «+» – вход заземлен. Схема суммирования U_{BX} и U_{OC} – параллельный сумматор.

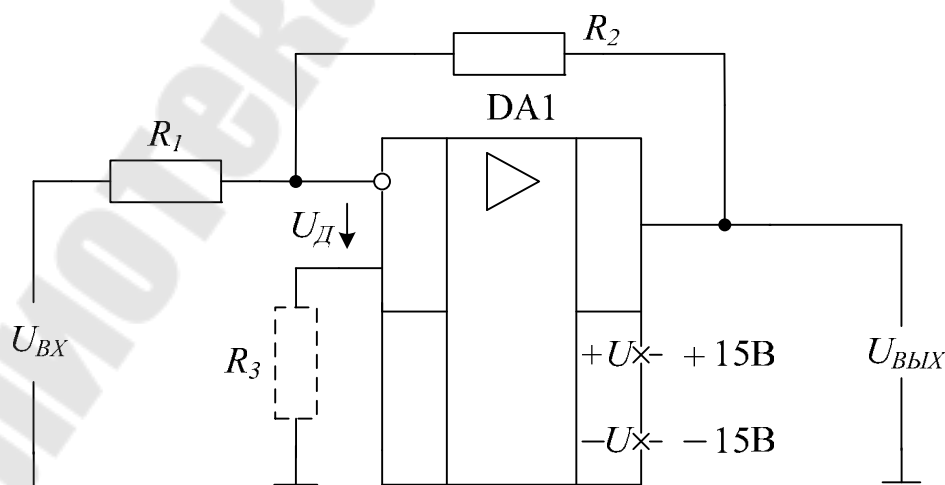


Рис. 8.18. Инвертирующий усилитель

Напряжение U_D на «-» – входе ОУ можно найти методом наложения как сумму сигналов в результате действия источников U_{BX} и $U_{ВЫХ}$:

$$U_D = U_{BX} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{ВЫХ} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = -\frac{U_{ВЫХ}}{K_U}$$

$$U_{BX} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -U_{ВЫХ} \left[\frac{1}{K_U} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right],$$

$$K = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{BX}} = -\frac{R_2 K_U}{R_1 K_U + R_1 + R_2} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + \frac{1}{K_U} \left[1 + \frac{R_2}{R_1} \right]} = -\frac{R_2}{R_1} \left[1 - \frac{R_1 + R_2}{K_U R_1} \right]$$

Если обозначить коэффициент передачи цепи ОС $R_1 / (R_1 + R_2) = B$ и коэффициент ослабления U_{BX} при подаче на «-» – вход ОУ

$$Y_{BX} = R_2 / (R_1 + R_2), \text{ то}$$

$$K = -\frac{Y_{BX} K_U}{(1 + B K_U)}.$$

Последняя формула соответствует блок-схеме на рис. 8.19.

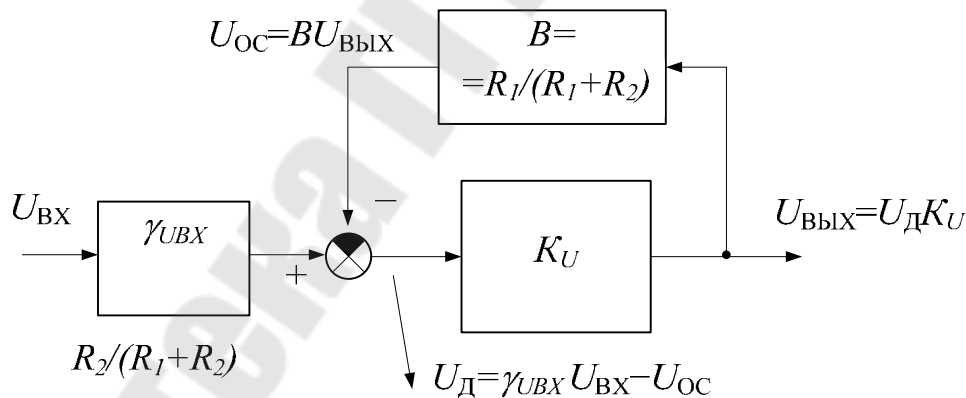


Рис. 8.19. Блок– схема инвертирующего усилителя

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_D при условии, что $K_U = \infty$, $U_D = 0$:

$$U_D = U_{BX} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + U_{ВЫХ} \frac{R_1}{R_1 + R_2} = -\frac{U_{ВЫХ}}{K_U} = 0,$$

$$\frac{U_{BX}}{R_1} = -\frac{U_{ВЫХ}}{R_2}, \quad U_{ВЫХ} = -U_{BX} \frac{R_2}{R_1}.$$

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 $U_{ВЫХ} = 10$ В и $K_U = 50000$ $U_D = 0,2$ 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 $I_{OC} = U_{ВЫХ} / R_2$ и входного тока $I_{BX} = U_{BX} / R_1$.

Особенность инвертирующего усилителя – очень низкое эквивалентное сопротивление в точке суммирования, что обусловлено действием параллельной отрицательной ОС. Определим входное сопротивление инвертирующего ОУ.

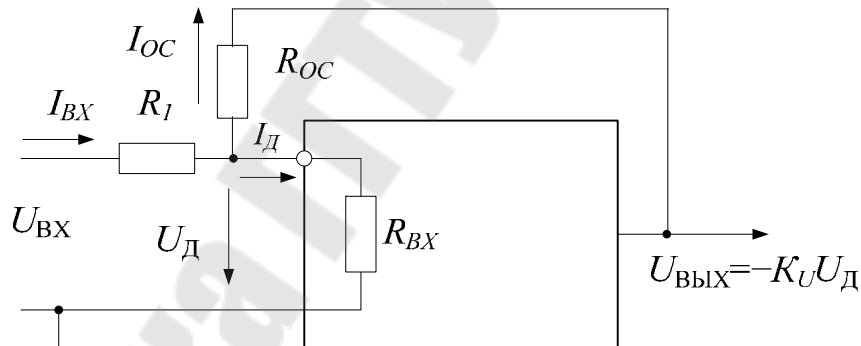


Рис. 8.20. Определение входного сопротивления инвертирующего усилителя

Входное напряжение складывается из двух напряжений входного контура:

$$U_{BX} = I_{BX} R_1 + U_D,$$

откуда
$$R_{BXOC} = \frac{U_{BX}}{I_{BX}} = R_1 + \frac{U_D}{I_{BX}}.$$

Для определения второго слагаемого воспользуемся первым законом Кирхгофа для входного узла:

$$I_{BX} = I_D + I_{OC}, \quad I_D = \frac{U_D}{R_{BX}},$$

$$I_{OC} = \frac{(U_D - U_{ВЫХ})}{R_{OC}} = \frac{(U_D + K_U U_D)}{R_{OC}} = \frac{(1 + K_U)U_D}{R_{OC}},$$

$$I_{BX} = U_D \left[\frac{1}{R_{BX}} + \frac{1 + K_U}{R_{OC}} \right],$$

$$\frac{U_D}{I_{BX}} = \frac{R_{BX} R_{OC}}{R_{OC} + R_{BX}(1 + K_U)} = \frac{R_{OC}}{1 + K_U},$$

$$R_{BX0C} = R_1 + \frac{R_{OC}}{(1 + K_U)}.$$

При достаточно большом усилении ОУ входное сопротивление в точке суммирования $R_{OC} / (1 + K_U)$ может быть весьма малым и составлять десятые – сотые доли Ома. В целом R_{BX0C} определяется величиной резистора сумматора R_1 , который практически заземлен в точке виртуального нуля. Из-за низкого R_{BX0C} (при $R_1 = 0$) инвертирующий усилитель обеспечивает режим короткого замыкания для источника сигнала. Поэтому эту схему часто применяют в качестве высокоточного преобразователя тока I_{BX} в напряжение $U_{ВЫХ}$ ввиду малости тока I_D

$$U_{ВЫХ} = -I_{OC} R_{OC} = -(I_{BX} - I_D) R_{OC} = -I_{BX} R_{OC}.$$

Выходное сопротивление усилителя $R_{ВЫХ0C}$ определяется типом ОС по выходу и аналогично схеме неинвертирующего усилителя мало:

$$R_{ВЫХ0C} = \frac{R_{ВЫХ}}{F} = \frac{R_{ВЫХ}}{[1 + K_U R_1 / (R_1 + R_2)]}.$$

Пример расчета инвертирующего усилителя на ОУ.

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

$$U_0 = U_{CM} + (R_1 // R_2) I_{BX} = 4 \text{ мВ} + 200 \text{ нА} \cdot 9,9 \text{ кОм} = 6 \text{ мВ.}$$

Выходное напряжение ошибки

$$U_{0ВЫХ} = U_0 K_{0Ш} = U_0 (1 + R_2 / R_1) = 600 \text{ мВ,}$$

следовательно

$$- 600 \text{ мВ} < U_{0ВЫХ} < +600 \text{ мВ.}$$

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

$$U_0 = U_{CM} + \Delta I_{BX} R_3 = 4 \text{ мВ} + 50 \text{ нА} \cdot 10 \text{ кОм} = 4,5 \text{ мВ,}$$

$$|U_{0ВЫХ}| < 0,45 \text{ В.}$$

Коэффициент передачи цепи ОС

$$B = R_1 / (R_1 + R_2) = 1 / (1 + K) = 0,0099,$$

коэффициент ослабления входного напряжения

$$Y_{UBX} = R_2 / (R_1 + R_2) = 1000 / 1010 = 0,99.$$

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

$$1 / F = 1 / 496 = 0,002 = 0,2\%.$$

Граничная частота

$$\text{ОУ } f_{ГР} = f_1 / K_U = 800 \text{ кГц} / 50000 = 16 \text{ Гц}.$$

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

$$K(f) = -Y_{убХ} K_U(f) / F(f) = -0,99 \cdot 800 / 9 = -88.$$

Погрешность из- за конечного K_U

$$1 / F(f) = 1 / 9 = 0,11 = 11\%.$$

Ориентировочно входное и выходное сопротивления на постоянном токе равны

$$R_{ВХ0С} = R_1 + R_{0С} / (1 + K_U) = 10 \text{ кОм} + 1 \text{ МОм} / 50001 = 10,02 \text{ кОм},$$

$$R_{ВЫХ0С} = R_{ВЫХ} / F = 20 / 496 = 0,04 \text{ Ом}.$$

На частоте 1кГц

$$R_{ВХ0С} = R_1 + \frac{R_{0С}}{[1 + K_U(f)]} = 10 \text{ кОм} + \frac{1 \text{ МОм}}{801} = 11,25 \text{ кОм},$$

$$R_{ВЫХ0С} = R_{ВЫХ} / F(f) = 20 / 9 = 2,2 \text{ Ом}.$$

Граничная частота замкнутого усилителя

$$f_{0С} = f_{ГР} F = 16 \text{ Гц} \cdot 496 = 7,9 \text{ кГц}.$$

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 $U_{СМ} = 4 \text{ мВ}$ при $K_U = 50000$ (ОУ КР140УД7) должно привести к $U_{ВЫХ}$ при сохранении линейного режима порядка 200 В. $U_{ВЫХ}$ реального ОУ примет значение 11÷13В при питании 15В, 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.

ЗАДАНИЕ

1. Измерение напряжения смещения U_{CM} .

Напряжение смещения ОУ измеряется в схеме повторителя напряжения.

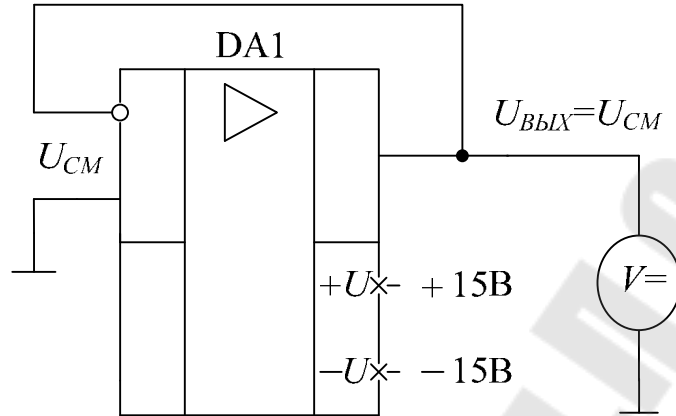


Рис. 8.21. Схема измерения U_{CM} ОУ

При отсутствии сигнала $U_{ВЫХ} = KU_{CM} = U_{CM}$. Измерение провести вольтметром и осциллографом (на максимальной чувствительности).

2. Измерение входных токов $I_{ВХ}^+$ и $I_{ВХ}^-$.

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 $RI_{ВХ}^+$ и $RI_{ВХ}^-$, причем измерение токов производят отдельно.

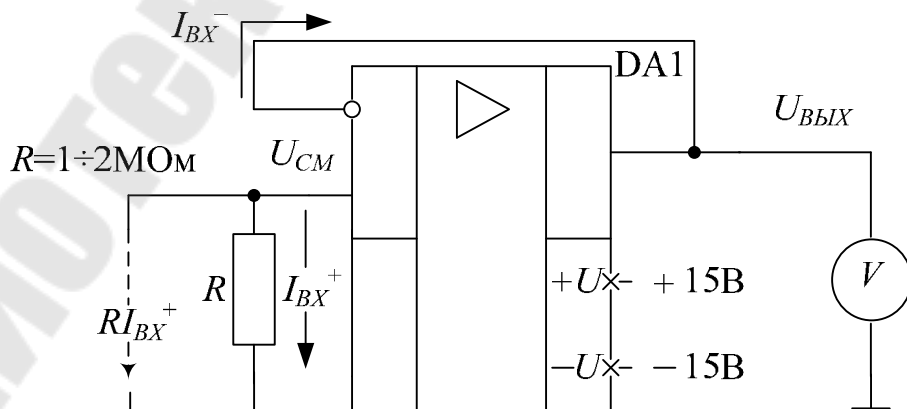


Рис. 8.22. Схема измерения $I_{ВХ}^+$ ОУ

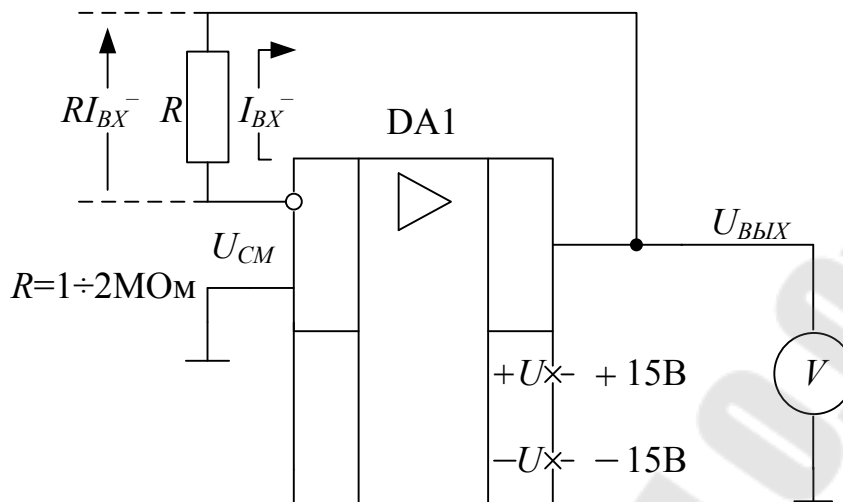


Рис. 8.23. Схема измерения I_{BX}^- ОУ

Измерение тока I_{BX}^+ проводится косвенным методом путем измерения $U_{ВЫХ}$ и расчета I_{BX}^+ . Выходное напряжение схем (на рис. 22–23) содержит две составляющих: U_{CM} и падение напряжения на резисторе R при протекании тока I_{BX}^+ (I_{BX}^-).

Рис. 8.22.
$$U_{ВЫХ} = U_{CM} + RI_{BX}^+ \rightarrow I_{BX}^+ = (U_{ВЫХ} - U_{CM})/R.$$

Рис. 8.23.
$$U_{ВЫХ} = U_{CM} - RI_{BX}^- \rightarrow I_{BX}^- = -(U_{ВЫХ} - U_{CM})/R.$$

3. Измерение K_U и АЧХ.

Коэффициент усиления K_U измеряется на переменном токе. Схема измерения представляет собой инвертирующий усилитель с коэффициентом передачи $K = U_{ВЫХ}/U_{ВХ} = -(R_2/R_1) = -1$. Правильность работы схемы устанавливается проверкой двухканальным осциллографом равенства: $U_{ВЫХ} = -U_{ВХ}$ (фазовый сдвиг 180 град). 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_D порядка 10÷100 мкВ. Измерять такие U_D 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_D :

$$U_D = U_1 R_4 / (R_3 + R_4), \quad U_D = U_1 / 100.$$

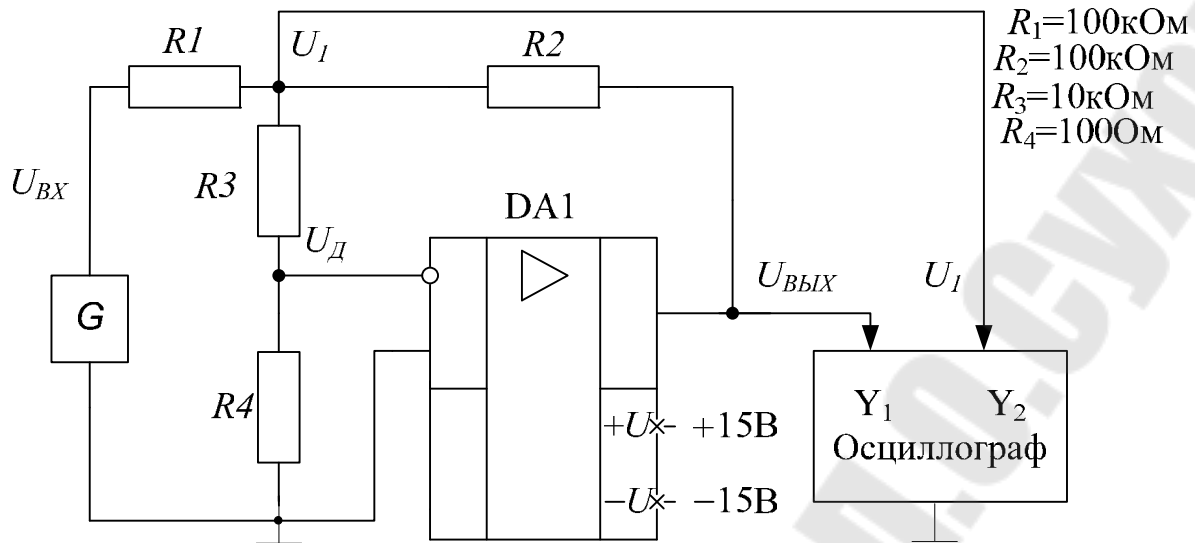


Рис. 8.24. Схема измерения K_U и АЧХ ОУ

Определение K_U заключается в измерении напряжения $U_{BВIX}$, U_1 и расчете U_D и $K_U = U_{BВIX} / U_D$.

На низких частотах регулировкой $U_{BХ}$ поддерживать напряжение $U_{BВIX} = 2 \div 5$ 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 $U_D = U_1$. Все измерения проводить осциллографом, одновременно наблюдая $U_{BВIX}$ и один из требуемых сигналов $U_{BХ}$, U_1 или U_D .

В процессе измерения АЧХ оценить фазовые сдвиги: φ_1 – между U_D (U_1) и $U_{BВIX}$, и φ_2 – между $U_{BХ}$ и $U_{BВIX}$.

Таблица 8.1

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
$U_{BХ}$ [В]												
$U_{BВIX}$ [В]												
U_1 [мВ]												
U_D [мВ]												
K_U												
K_U [дБ]												
φ_1 [град]												
φ_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 $U_1(U_{Д}) - \varphi_1(f_{ГР}) = -45$ град. Частоту f_1 определить графически продолжением участка ЛАЧХ с наклоном -20 дБ/дек до пересечения с осью f .

4. Измерение выходных напряжений ОУ.

Полярность напряжения $U_{ВЫХ}$ устанавливается подключением потенциометра R_1 к соответствующему напряжению питания ± 15 В. Измерить выходные напряжения:

- | | | | |
|------------------|-----|-------------------------------|---------------------------|
| 1) $U_{ВЫХ1}^+$ | при | $R_{H1} = 10 \text{ кОм}$ | $(U_{ВХ} = +1 \text{ В})$ |
| 2) $U_{ВЫХ2}^+$ | при | $R_{H2} = 2 \text{ кОм}$ | $(U_{ВХ} = +1 \text{ В})$ |
| 3) $U_{ВЫХХХ}^+$ | при | $R_{H3} = \infty \text{ кОм}$ | $(U_{ВХ} = +1 \text{ В})$ |
| 4) $U_{ВЫХ1}^-$ | при | $R_{H1} = 10 \text{ кОм}$ | $(U_{ВХ} = -1 \text{ В})$ |
| 5) $U_{ВЫХ2}^-$ | при | $R_{H2} = 2 \text{ кОм}$ | $(U_{ВХ} = -1 \text{ В})$ |
| 6) $U_{ВЫХХХ}^-$ | при | $R_{H3} = \infty \text{ кОм}$ | $(U_{ВХ} = -1 \text{ В})$ |

Рассчитать выходные сопротивления ОУ.

$$R_{ВЫХ}^+ = (R_{ВЫХ1}^+ - R_{ВЫХ2}^+) / (I_2^+ - I_1^+), \quad I_1^+ = U_{ВЫХ1}^+ / R_{H1},$$

$$I_2^+ = U_{ВЫХ2}^+ / R_{H2}$$

$$R_{ВЫХ}^- = (R_{ВЫХ1}^- - R_{ВЫХ2}^-) / (I_2^- - I_1^-),$$

$$I_1^- = U_{ВЫХ1}^- / R_{H1}, \quad I_2^- = U_{ВЫХ2}^- / R_{H2}$$

В качестве $U_{ВЫХ}^+$ и $U_{ВЫХ}^-$ принять напряжения при номинальной нагрузке $R_H = 2 \text{ кОм}$, а за $R_{ВЫХ}$ принять максимальное из $R_{ВЫХ}^+$ и $R_{ВЫХ}^-$.

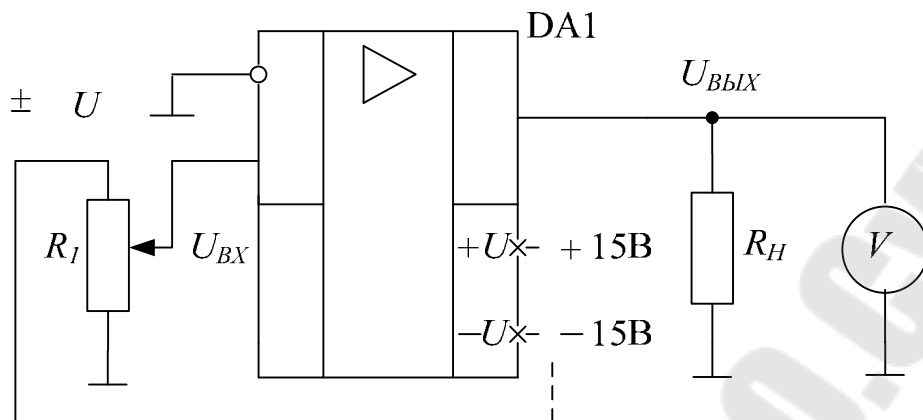


Рис. 8.25. Измерение максимальных выходных напряжений ОУ.

5. Измерение потребляемого тока.

Токи I_{II}^+ и I_{II}^- измеряются в схеме повторителя напряжения (рис. 8.21) при $U_{BX} = 0$ с помощью включенных в цепи питания $+U$ и $-U$ миллиамперметров.

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.

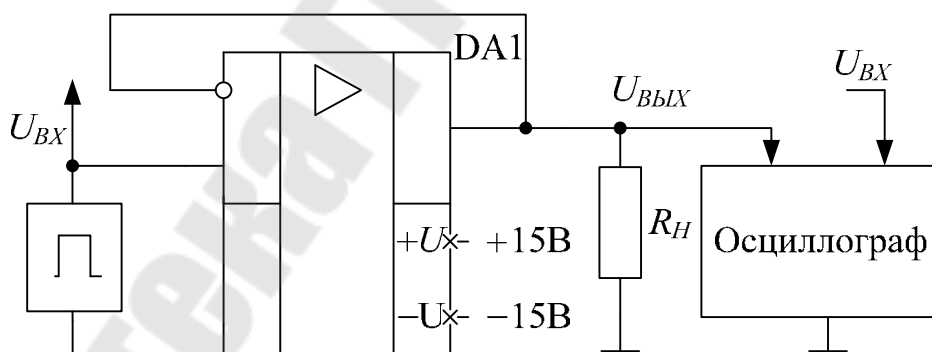


Рис. 8.26. Измерение максимальной скорости нарастания выходного напряжения ОУ

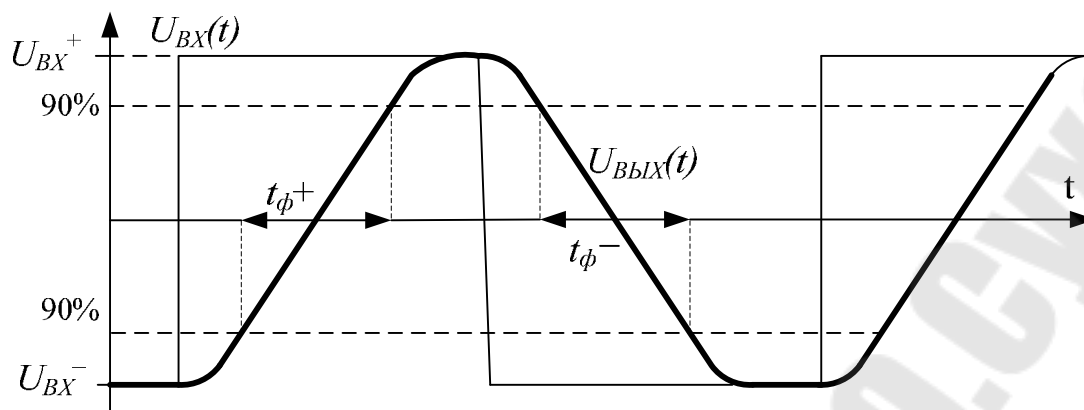


Рис. 8.27. Временные зависимости сигналов U_{BX} и $U_{BЫX}$

Входной сигнал – напряжение прямоугольной формы частотой $10 \div 50 \text{ кГц}$ и амплитудой 10 В – рис. 8.27. В установившемся режиме $U_{BЫX} = K U_{BX} = U_{BX}$. Измерить положительное и отрицательное установившиеся выходные напряжения $U_{BЫX}^+$ и $U_{BЫX}^-$ при $R_H = 2 \text{ кОм}$. Измерить время прохождения выходного напряжения ОУ от уровня $0,9 U_{BЫX}^-$ до уровня $0,9 U_{BЫX}^+$ t_ϕ^+ и время прохождения $U_{BЫX}$ между теми же уровнями в обратном направлении t_ϕ^- . Рассчитать скорости нарастания:

$$V_U^+ = (0,9 U_{BЫX}^+ - 0,9 U_{BЫX}^-) / t_\phi^+,$$

$$V_U^- = (0,9 U_{BЫX}^- - 0,9 U_{BЫX}^+) / t_\phi^-$$

В качестве параметра V_U принять минимальную из V_U^+ и V_U^- .

7. Результаты измерений по пп. 1–6 оформить в виде таблицы 8.2. Нормируемые параметры исследуемого типа ОУ выписать из справочника.

Таблица 8.2

(СТЕНД) №:	ТИП ОУ:		$U_{ПИТ} =$							
Параметр	K_U	I_{BX}^+	I_{BX}^-	I_{BX}	f_1	$f_{ГП}$	V_U	$U_{BЫX}$	$R_{BЫX}$	$I_{П}$
Измерено										
Справочн.										

8. Исследование повторителя напряжения (рис. 8.28).

Исследование повторителя проводить на частоте 1кГц. Установить $R_{Г} = 0$, $R_{Н} = 2\text{кОм}$, $R_{ВХ} = 1\text{В}$ и измерить $U_{ВЫХ}$. 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 $U_{ВХ}(t)$ и $U_{ВЫХ}(t) = U_{ОС}(t)$. Определить по измеренным $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$ коэффициент K . Измерить фазовый сдвиг $\varphi_{ОС}$ между $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$.

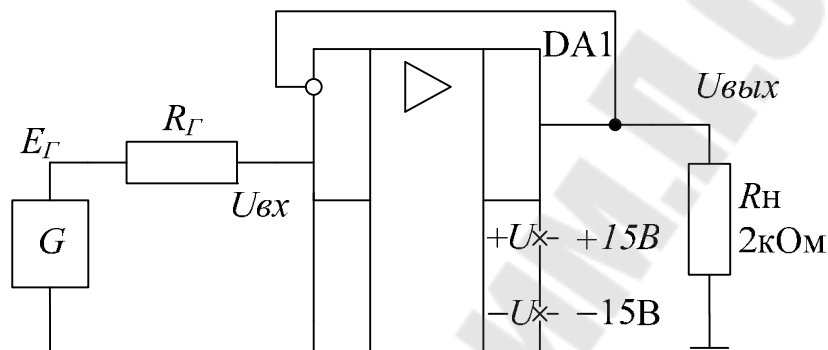


Рис. 8.28. Исследование повторителя напряжения

Оценить входное сопротивление повторителя. Для этого подключить $R_{Г} = 2\text{Мом}$, измерить $U_{ВХ}$ и $U_{ВЫХ}$ и определить

$$R_{ВХОС} = R_{Г} U_{ВЫХ} / (K U_{ВХ} - U_{ВЫХ}).$$

Оценить выходное сопротивление. Измерить $U_{ВЫХ.XX}$, подключить $R_{Н} = 2\text{кОм}$, измерить $U_{ВЫХ}$ и определить

$$R_{ВЫХОС} = R_{Н} / (U_{ВЫХХХ} - U_{ВЫХ}) / U_{ВЫХ}.$$

Установить $R_{Г} = 0$, $R_{Н} = 2\text{кОм}$ и измерить $f_{ОС}$. Напряжение $U_{ВЫХ}$ на частотах $f > 1\text{кГц}$ измерять осциллографом, вольтметр отключить. Номинальный коэффициент передачи повторителя $K = 1$, поэтому $f_{ОС}$ определяют путем измерения частоты, на которой $U_{ВЫХ} = 0.7 U_{ВХ}$. 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 20кГц. Измерить максимальную частоту передачи неискаженного сигнала $f_{МАКС}$ с амплитудой $U_{ВЫХm} = 5\text{В}$. Зарисовать осцил-

лограммы напряжений $U_{BX}(t)$ и $U_{ВЫХ}(t)$ на частотах $2f_{МАКС}$ и $5f_{МАКС}$.

		$f=1\text{кГц}$				Таблица 8.3.	
Параметр	K	$R_{ВХОС}$	$R_{ВЫХОС}$	$\Phi_{ОС}$	$f_{ОС}$	$U_{МАКС}$	$f_{МАКС}$
Режим измерения	$U_{BX} = R_{\Gamma} =$	$U_{ВЫХ} =$ $U_{ВЫХХХ} =$	$U_{ВЫХ} =$	$U_{ВЫХ} =$	$U_{BX} =$ $U_{ВЫХ} =$	$f=20\text{кГц}$ $U_{ВЫХ}=5\text{В}$ $U_{BX} =$	$U_{ВЫХ}=5\text{В}$ $U_{BX} =$
Измерено							
Теоретич.							

9. Рассчитать параметры повторителя напряжения на частоте $f = 1\text{кГц}$. Для определения K_U и ϕ_1 на частоте 1кГц воспользоваться результатами измерения АЧХ (п. 3.3). В качестве параметров ОУ принять измеренные $R_{ВЫХ}$, f_1 и V_U (табл. 3.2) и ориентировочно $R_{BX} = 20\text{кОм}$. Рассчитать максимальную амплитуду неискаженного сигнала $U_{МАКС}$ на частоте 20кГц и максимальную частоту передачи неискаженного сигнала $f_{МАКС}$ с амплитудой $U_{ВЫХm} = 5\text{В}$.

Теоретические параметры повторителя напряжения:

$$F = 1 + K_U =$$

$$K = K_U / F =$$

$$R_{ВХОС} = R_{BX} F =$$

$$R_{ВЫХОС} = R_{ВЫХ} / F =$$

$$f_{ОС} = f_1 / K =$$

$$\Phi_{ОС} = \phi_1 / F =$$

$$U_{МАКС} = V_U / (2\pi \cdot f) =$$

$$f_{МАКС} = V_U / (2\pi \cdot U_m) =$$

Результаты измерений и расчетов по пп. 8–9 представить в виде таблицы 8.3.

10. Исследование неинвертирующего усилителя на ОУ (рис. 8.13).

Исследование усилителя проводить для двух режимов:

а) $R_1 = 1\text{кОм}$, $R_2 = 10\text{кОм}$.

б) $R_1 = 1\text{кОм}$, $R_2 = 100\text{кОм}$.

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):

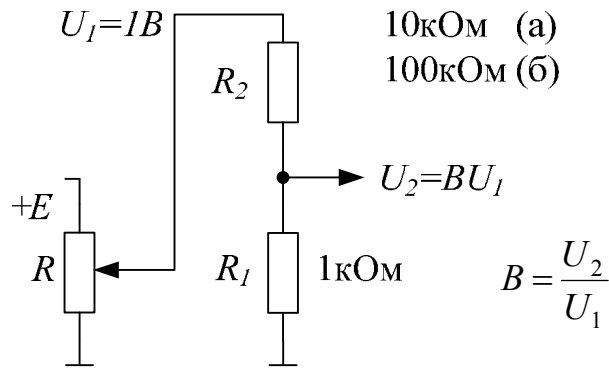


Рис. 8.29. Измерение коэффициента передачи цепи ОС

Собрать схему неинвертирующего усилителя. Закоротить вход ($U_{ВХ}=0$) и измерить выходное напряжение $U_{0ВЫХ}$.

Измерить параметры усилителя K , $R_{ВЫХ}$ и $f_{ОС}$ для вариантов а) и б). Методика измерения параметров – по п. 8. Параметры измерять на частоте 1кГц, амплитуду выходного напряжения устанавливать на уровне 5В при измерении K , и $R_{ВЫХОС}$ и 0.5В при определении верхней граничной частоты $f_{ОС}$.

Зарисовать осциллограммы напряжений $U_{ВХ}(t)$, $U_{ВЫХ}(t)$, $U_{ОС}(t)$.

11. Рассчитать параметры неинвертирующего усилителя B , F , K , $R_{ВЫХОС}$, $U_{0ВЫХ}$, $f_{ОС}$ 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 1кГц) – измеренное – табл. 8.1;

$R_{ВЫХ}$, f_1 , $U_{СМ}$, $I_{ВХ}$ – измеренное – табл. 8.2.

$$B = R_1 / (R_1 + R_2) = \quad F = 1 + BK_U =$$

$$K = K_U / F = \quad R_{ВЫХОС} = R_{ВЫХ} / F =$$

$$f_{ОС} = f_1 / K = \quad U_0 = U_{СМ} - (I_{ВХ-})(R_1 // R_2) =$$

$$U_{0ВЫХ} = U_0(1 + R_1 / R_2) =$$

Результаты измерений и расчетов по пп. 10 и 11 представить в виде таблицы 8.4.

Неинвертирующий усилитель				Таблица 8.4		
Параметр	B	F	K	$R_{ВЫХОС}$	f_{OC}	$U_{OВЫХ}$
Режим измерения	$f=1\text{кГц}$	$f=1\text{кГц}$ $K_U =$	$f=1\text{кГц}$ $U_{ВЫХ} =$	$U_{ВЫХ} =$ $U_{ВЫХХХ} =$	$U_{ВХ} =$ $U_{ВЫХ} =$	$f = 0$ $U_{ВХ} = 0$
а)	Измерено					
	Теоретич.					
б)	Измерено					
	Теоретич.					

Построить асимптотические ЛАЧХ усилителей (а и б) – аналогично рис. 17.

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 $U_{OВЫХ}$.

Измерить параметры усилителя K и f_{OC} для вариантов а) и б). Методика измерения параметров – по п. 8. и 10. Параметры измерять на частоте $f=1\text{кГц}$, амплитуду выходного напряжения устанавливать равной 5В при измерении K , $R_{ВХОС}$ и 0.5В при определении верхней граничной частоты f_{OC} .

На частоте 1кГц измерить $U_{ВХ}$ и $U_{Д}$ (осциллографом на максимальной чувствительности) и определить $R_{ВХОС}$.

$$R_{ВХОС} = R_1 + R_1 U_{Д} / (U_{ВХ} - U_{Д}).$$

Зарисовать осциллограммы напряжений $U_{ВХ}(t)$ и $U_{ВЫХ}(t)$.

13. Рассчитать параметры инвертирующего усилителя Y_{UBX} , B , F , K , $U_{OВЫХ}$, f_{OC} , $R_{ВХОС}$ для вариантов а) и б). Расчет вести аналогично примеру. Исходные данные для расчетов:

R_1 и R_2 – номинальные значения;

K_U (на частоте 1кГц) – измеренное – табл. 1;

U_{CM} , $I_{ВХ}$, f_1 – измеренное – табл. 2.

$$Y_{UBX} = R_2 / (R_1 + R_2) =$$

$$F = 1 + BK_U =$$

$$K = -R_2 / R_1 =$$

$$R_{BХОС} = R_1 + R_2 / (1 + K_U) =$$

$$U_{0ВЫХ} = U_0(1 + R_2 / R_1) =$$

$$B = R_1 / (R_1 + R_2) =$$

$$K = -Y_{UBX} K_U / F =$$

$$f_{OC} = f_1 / K =$$

$$U_0 = U_{CM} - (I_{BX-})(R_1 // R_2) =$$

Инвертирующий усилитель		Таблица 8.5					
Параметр	Y_{UBX}	B	F	K	$R_{BХОС}$	f_{OC}	$U_{0ВЫХ}$
Режим измерения	—	—	—	$f = 1 \text{ кГц}$	$U_{BX} =$	$U_{BX} =$	$f = 0$
	—	—	—	$U_{ВЫХ} =$	$U_{д} =$	$U_{ВЫХ} =$	$U_{BX} = 0$
а)	Измерено	—	—	—			
	Теоретич.						
б)	Измерено	—	—				
	Теоретич.						

Построить асимптотические ЛАЧХ усилителей (а и б).

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА.

Отчет должен содержать схемы измерения параметров и исследуемых усилителей на ОУ, расчеты, таблицы и графики в соответствии с заданием пп.1–13.

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 $f_{ГР}$ 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, вывести f_{OC} .
13. Построить ЛАЧХ усилителя с отрицательной ОС по заданным усилению K и f_1 ОУ.
14. Самостоятельно получить зависимость φ_{OC} 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:
 $U_{CM}, I_{BX}^+, I_{BX}^-, K_U, АЧХ, V_U$.
26. Почему основные параметры ОУ измеряют в схемах с отрицательной ОС?

ЛИТЕРАТУРА

1. Остапенко Г.С. Усилительные устройства: Учебн. Пособие для вузов, – М: Радио и связь, 1989, С. 49– 99, 217– 222, 325– 355.
2. Гусев В.Г., Гусев Г.М. Электроника. Издание второе. М: Высш. шк., 1991, С. 347– 369, 376– 380, 392– 394.
3. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах, – 2-е изд., перераб. и доп. – Л.: Энергоатомиздат. – 1988, – С. 5– 27.
4. Аналоговая и цифровая электроника. Ю.Ф. Опачий, О.П.Глудкин, А.И. Гуров– М: 2000. Стр. 272– 297.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 9
ИССЛЕДОВАНИЕ ИНТЕГРАТОРА
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.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Схема интегратора приведена на рис. 1.

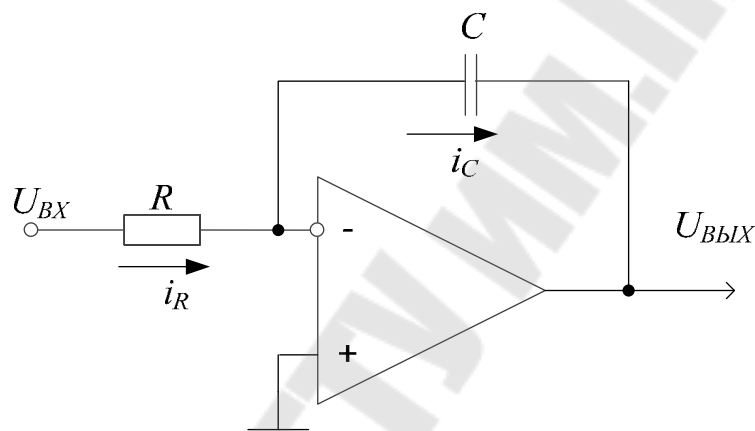


Рис. 9.1. Интегратор

Потенциал инвертирующего входа ОУ равен нулю, т.к. неинвертирующий вход заземлён, поэтому входной ток

$$i_R = \frac{U_{BX}}{R}$$

Учитывая, что выходной ток усилителя значительно меньше i_R , получим $i_C = i_R$ и напряжение на конденсаторе и выходе интегратора

$$U_{ВЫХ} = -\frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_C dt = -\frac{1}{C} \cdot \int_0^t i_R dt = -\frac{1}{RC} \cdot \int_0^t U_{BX}(t) dt$$

Для сигнала $U_{BX} = \text{const}$ при $t > t_0$

$$U_{ВЫХ} = -\frac{U_{BX}}{RC} \cdot t$$

Зависимость выходного сигнала интегратора от времени при прямоугольном входном сигнале приведена на рис. 9.2.

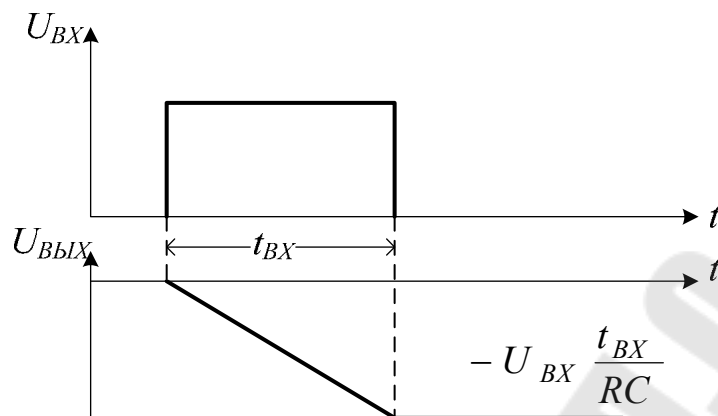


Рис. 9.2. Реакция интегратора на прямоугольный импульс

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 определённое время конденсатор зарядится до такой величины, что операционный усилитель войдёт в насыщение. Для исключения насыщения интегратора параллельно конденсатору включают высокоомный резистор R_2 .

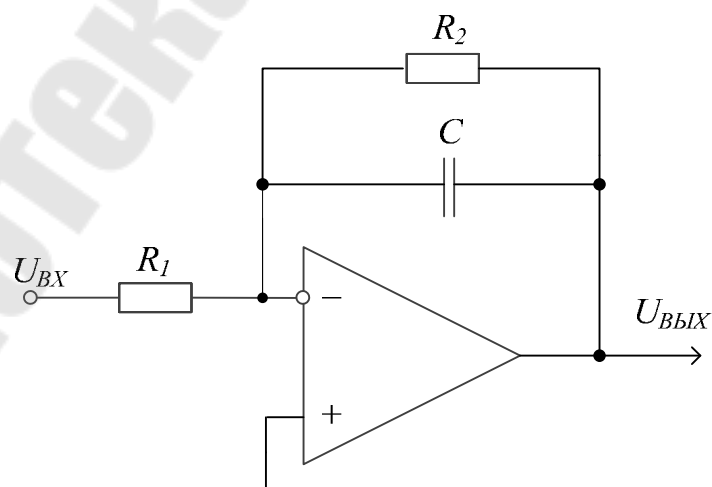


Рис. 9.3. Реальный интегратор

ЛАЧХ интегратора приведена на рис.4.

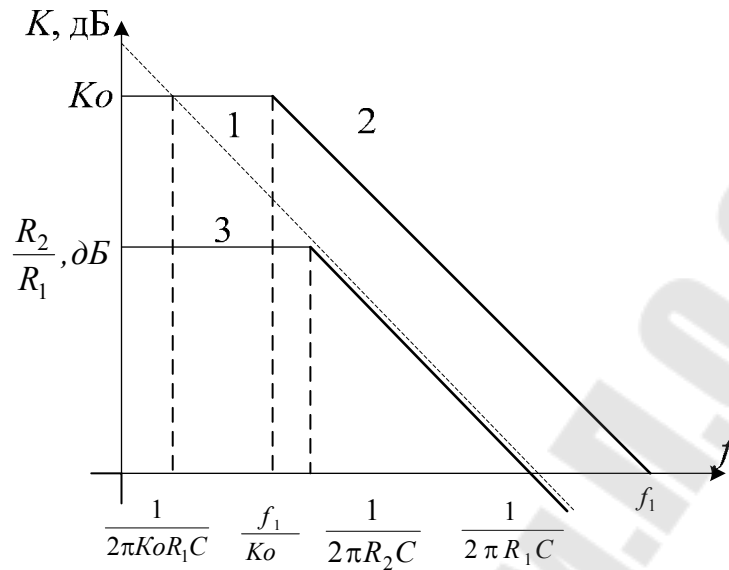


Рис. 9.4. ЛАЧХ интегратора

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.

ЗАДАНИЕ

1. Собрать схему интегратора, $C=0,1$ мкФ, – рис. 9.3. Исследовать реакцию интегратора на прямоугольный сигнал амплитудой 1В для частот 100Гц, 1кГц, 10кГц для $R_2= 100кОм, 1,8МОм, R_1= 1кОм, 10кОм, 100кОм$. Зарисовать осциллограмму выходных напряжений, определить их амплитуду и скорость изменения.
2. Рассчитать напряжение ошибки интегратора для $R_2 = \infty$
 $R_1= 1кОм, 10кОм, 100кОм, t = 10^{-2} сек, t = 10^{-1} сек, t = 1сек$
с учётом измеренных параметров ОУ.
3. Снять АЧХ интегратора для $R_2= 100 кОм, 1,8 МОм, \infty$.
 $R_1= 1кОм, 10кОм, 100кОм$. Результаты представить в таблицах для каждой пары R_1 и R_2 .

Таблица 9.1

$U_{ВХ}=1В$	$R_1=$	$R_2=$						
	$f, Гц$	50	100	1000	500	5000	10^4	10^5
	$U_{ВЫХ}$							
	K							
	$K, дБ$							
Теоретич.	$K, дБ$							

4. Построить АЧХ интегратора. На том же графике построить теоретическую АЧХ – рис. 9.4 для заданных R_1, R_2, C .

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА.

Отчет должен содержать результаты измерений, расчеты, таблицы и графики в соответствии с заданием пп. 1. – 4.

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.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аналоговая и цифровая электроника. Ю.Ф. Опачий, О.П.Глудкин, А.И. Гуров– М: 2000. Стр. 306– 311.
2. Остапенко Г. С. Усилительные устройства. М., Радио и связь, 1989.
3. Гусев В.Г., Гусев. Г.М. Электроника. Издание второе. М: Высш . шк., 1991.
4. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. - 2-е изд. перераб. и доп. -Л.: Энергоатомиздат. - 1988.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 10
ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФФЕРЕНЦИАТОРА
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.

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ СВЕДЕНИЯ

Схема дифференциатора приведена на рис. 10.1.

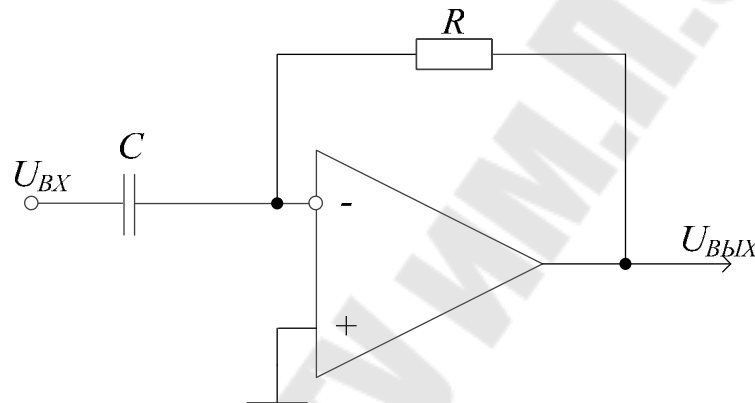


Рис. 10.1. Дифференциатор

Выходное напряжение дифференциатора:

$$U_{ВЫХ} = -\frac{1}{RC} \cdot \frac{dU_{ВХ}}{dt}$$

На высоких частотах сопротивление конденсатора становится бесконечно малым. Реальные дифференциаторы содержат последовательно включённый с конденсатором низкоомный резистор, чтобы на высоких частотах ограничить коэффициент усиления и исключить шунтирование источника входного сигнала.

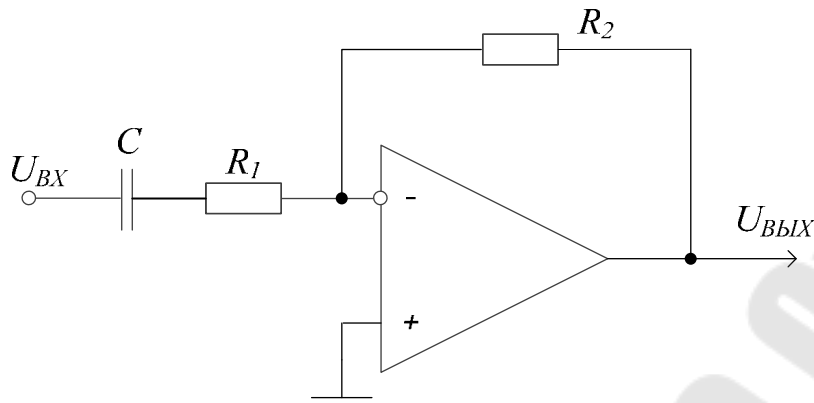


Рис. 10.2. Реальный дифференциатор

Частотная характеристика дифференциатора имеет вид

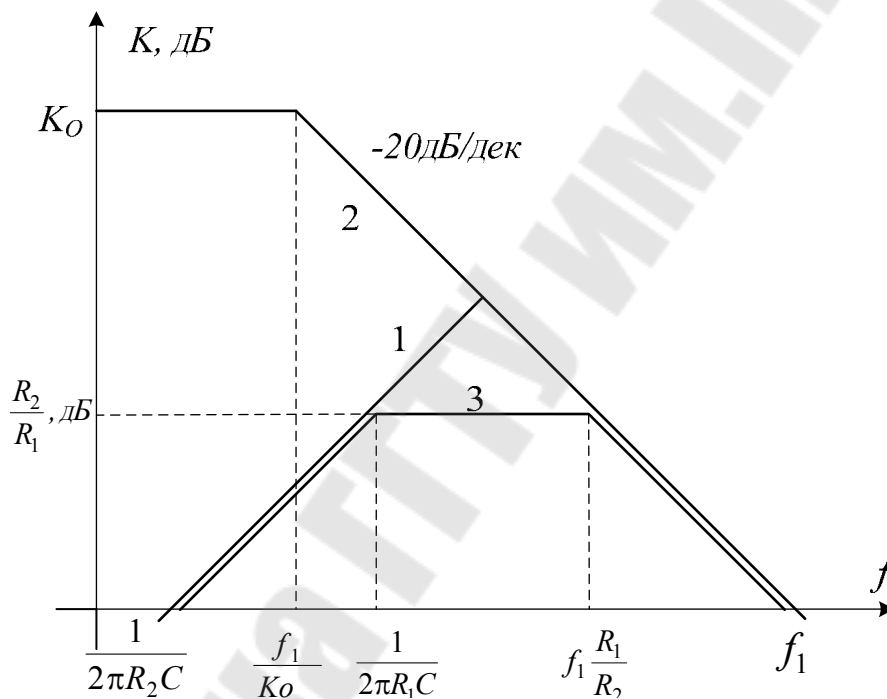


Рис. 10.3. ЛАЧХ дифференциатора

1. ЛАЧХ идеального дифференциатора.
2. ЛАЧХ ОУ.
3. ЛАЧХ реального дифференциатора.

ЗАДАНИЕ

1. Собрать схему дифференциатора, $C=0,01$ мкФ, рис. 2. Исследовать реакцию дифференциатора на прямоугольный сигнал частотой 100 Гц, 1кГц, 10кГц амплитудой 1В для $R_1=100$ Ом, 1кОм. $R_2=10$ кОм, 100кОм.

2. Снять АЧХ дифференциатора для $R_1= 100 \text{ Ом}$, 1 кОм , $R_2= 10 \text{ кОм}$, 100кОм . Измерить сдвиг фаз.

Таблица 10.1

$U_{\text{ВХ}}=1\text{В}$		$R_1=$			$R_2=$			
	$f, \text{Гц}$	50	100	1000	500	5000	10^4	10^5
	$U_{\text{ВЫХ}}$							
	$\varphi, \text{град}$							
	K							
	$K, \text{дБ}$							
Теоретич.	$K, \text{дБ}$							

3. Построить экспериментальные и теоретические АЧХ дифференциатора для заданных R_1, R_2, C .

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА.

Отчет должен содержать результаты измерений, расчеты, таблицы и графики в соответствии с заданием пп. 1–3.

КОНТРОЛЬНЫЕ ВОПРОСЫ.

1. По заданным K_0 и f_l 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.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аналоговая и цифровая электроника. Ю.Ф. Опачий, О.П.Глудкин, А.И. Гуров– М: 2000. Стр. 311– 315.
2. Гусев В.Г., Гусев. Г.М. Электроника. Издание второе. М: Высш . шк., 1991.
3. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. - 2-е изд. перераб. и доп. -Л.: Энергоатомиздат. - 1988.

ЛАБОРАТОРНАЯ РАБОТА № 11

ИССЛЕДОВАНИЕ ИМПУЛЬСНЫХ СХЕМ НА ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЯХ

ЦЕЛЬ РАБОТЫ

Целью работы является исследование импульсных схем на ОУ в режиме компаратора: преобразователь переменного напряжения в прямоугольное, нуль – орган, компаратор с гистерезисом, РС – генератор прямоугольных импульсов.

ЗАДАНИЕ

1. Исследовать преобразователь синусоидального напряжения в прямоугольное.

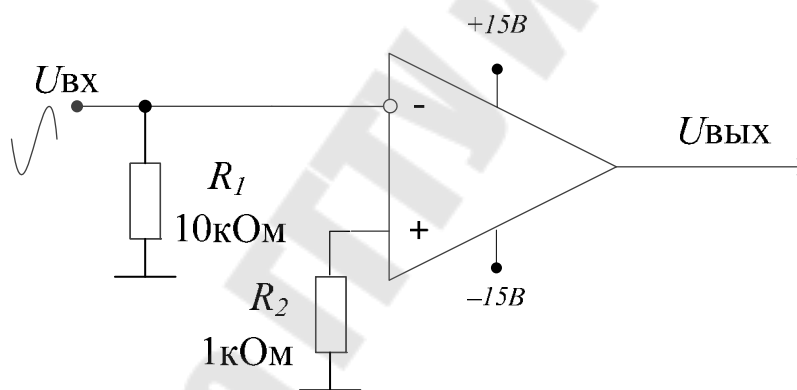


Рис. 11.1. ОУ в режиме компаратора

Зарисовать осциллограммы напряжений в одних координатных осях при $U_{вх\text{м}} = 20 \text{ мВ}$ и 2В , и $f_{вх} = 50 \text{ Гц}$ и 1 кГц .

Определить длительность фронтов импульсов $U_{вых}$, t_{ϕ}^+ , t_{ϕ}^- .

2. Исследовать компаратор с гистерезисом (положительной обратной связью).

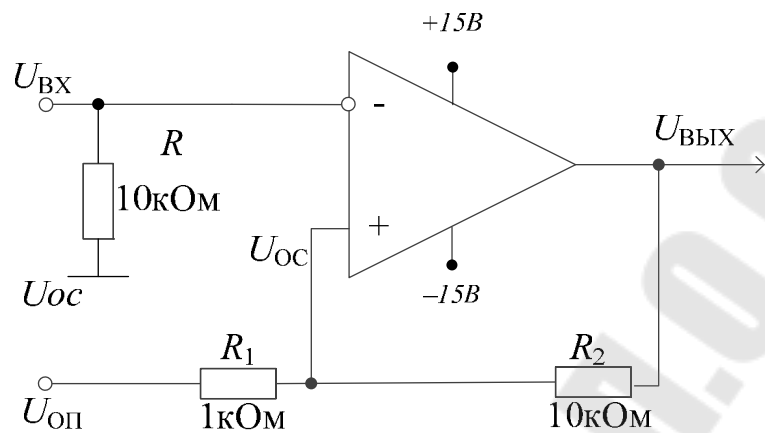


Рис. 11.2. ОУ в режиме компаратора с гистерезисом

Напряжение ОС при условии $R_1 \ll R_2$

$$U_{OC} \approx U_{OP} \frac{R_2}{R_2 + R_1} + U_{ВЫХ}$$

$$U_{ВЫХ} \frac{R_1}{R_1 + R_2} \approx U_{OP} + U_{ВЫХ} \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Изобразить теоретические зависимости $U_{\text{ВЫХ}}=f(U_{\text{ВХ}})$ для $U_{\text{ОП}}=-5\text{В}$;

0; +5В, полагая $U_{\text{ВЫХ}} = \pm 15\text{В}$, и учитывая, что переключение происхо-

дит в моменты равенства $U_{\text{ВХ}} = U_{\text{ОП}}$.

Зарисовать в одних осях осциллограммы напряжений $U_{\text{ВХ}}$, $U_{\text{ВЫХ}}$, $U_{\text{ос}}$ для $U_{\text{ВХм}}=6\text{ В}$; $U_{\text{оп}}=0$; +1В;+5В;-1В;-5В и $f_{\text{вх}}=50\text{ Гц}$ и 1 кГц.

3. Исследовать генератор прямоугольных импульсов для заданного значения емкости C :

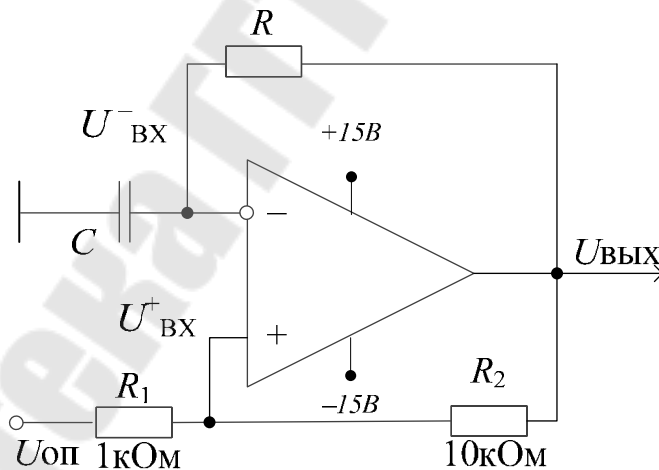


Рис. 11.3. Генератор прямоугольных импульсов

Период колебаний $U_{\text{ВХ}}^+$

$$T = 2RC \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Зарисовать осциллограммы напряжений $U_{ВХ}$, $U_{ВХ}^+$, $U_{ВХ}^-$, $U_{ВЫХ}$ при $U_{оп}=0$, $R=10\text{кОм}$, 100кОм , 2МОм . Измерить частоту колебаний и сравнить с расчетной.

СОДЕРЖАНИЕ ОТЧЕТА.

Отчет должен содержать результаты измерений, расчеты, таблицы и графики в соответствии с заданием пп. 2.1. – 2.3.

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. Аналоговая и цифровая электроника. Ю.Ф. Опачий, О.П.Глудкин, А.И. Гуров– М: 2000. Стр. 349– 370, 434– 439.
2. Гусев В.Г., Гусев. Г.М. Электроника. Издание второе. М: Высш . шк., 1991.
3. Гутников В.С. Интегральная электроника в измерительных устройствах. - 2-е изд. перераб. и доп. -Л.: Энергоатомиздат. - 1988.

СОДЕРЖАНИЕ

Ведение.....	3
Лабораторная работа № 1. Исследование однокаскадного усилителя на биполярном транзисторе в схеме включения с общей базой.....	15
Лабораторная работа № 2. Исследование усилителей на биполярном транзисторе в схеме включения с общим эмиттером.....	29
Лабораторная работа № 3. Исследование эмиттерного повторителя напряжения.....	44
Лабораторная работа № 4. Исследование усилителей на ПТ в схеме ОИ.....	53
Лабораторная работа № 5. Исследование истокового повторителя напряжения.....	63
Лабораторная работа № 6. Усилители мощности.....	71
Лабораторная работа № 7. Дифференциальный усилитель.....	95
Лабораторная работа № 8. Исследование параметров операционных усилителей.....	113
Лабораторная работа № 9. Исследование интегратора.....	154
Лабораторная работа № 10. Исследование дифференциатора.....	158
Лабораторная работа № 11. Исследование импульсных схем на операционных усилителях.....	161

Козусев Юрий Андреевич

АНАЛОГОВАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

**Лабораторный практикум
по одноименному курсу для студентов
специальности 1-36 04 02 «Промышленная электроника»
дневной и заочной форм обучения**

Подписано к размещению в электронную библиотеку
ГГТУ им. П. О. Сухого в качестве электронного
учебно-методического документа 12.

Рег. № 16Е.

<http://www.gstu.by>