

Федеральное агентство связи  
Федеральное государственное образовательное бюджетное учреждение высшего  
профессионального образования  
«Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики»  
(ФГОБУ ВПО «СибГУТИ»)

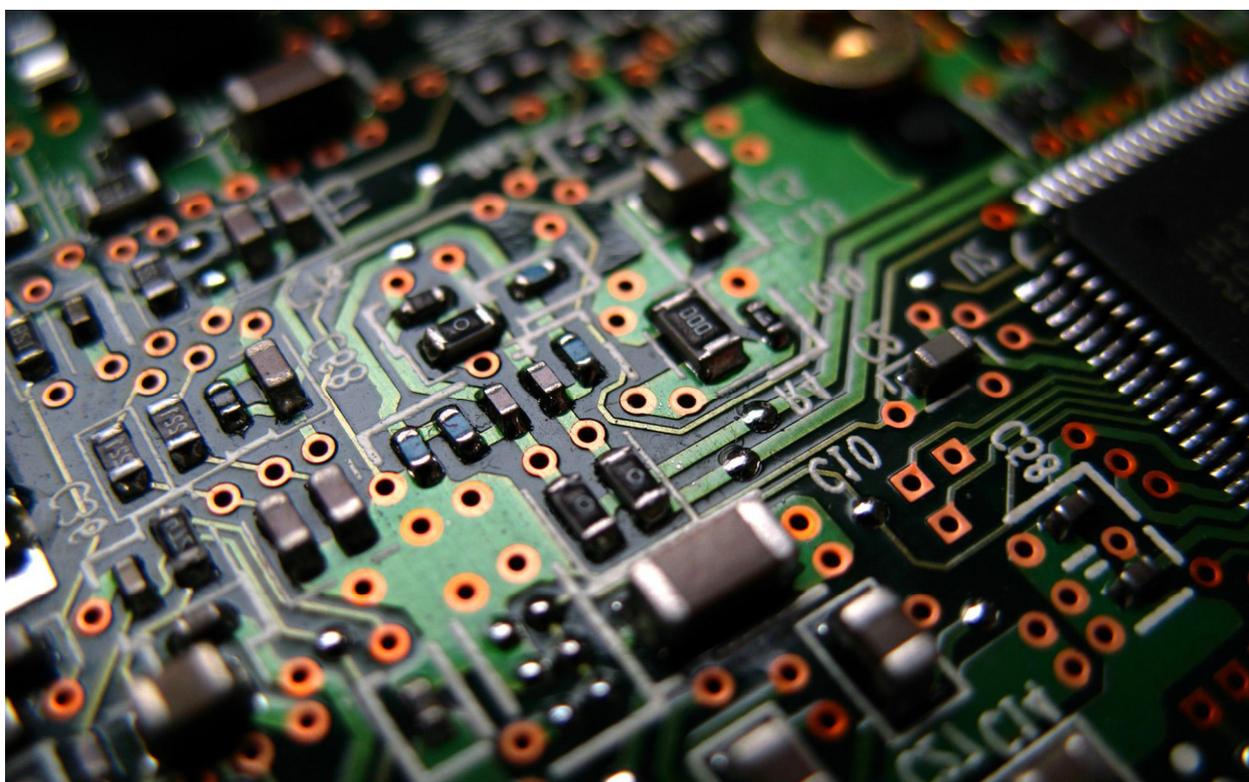
**С.Н. Архипов, М.С. Шушнов**

## **ПРАКТИКУМ**

**по аналоговой схемотехнике устройств телекоммуникаций**

*Учебное пособие*

*Рекомендовано УМО по образованию в области Инфокоммуникационных технологий и систем связи в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки 210700 – Инфокоммуникационные технологии и системы связи квалификации (степени) «бакалавр» и «магистр»*



Новосибирск 2014

УДК 681.(076)

С.Н. Архипов, М.С. Шушнов

Практикум по аналоговой схемотехнике устройств телекоммуникаций/  
Учебное пособие. – Новосибирск, СибГУТИ, 2014.

***Аннотация.*** Приведены краткие теоретические сведения, вопросы и упражнения по курсу «Схемотехника телекоммуникационных устройств» и «Схемотехника аналоговых электронных устройств». Предназначены для изучения способов построения, анализа и расчета аналоговых устройств обработки сигналов. Может быть рекомендовано для проведения лабораторно-практических занятий и самостоятельной работы студентов.

**Кафедра радиотехнических устройств**

Илл. – 124, список литературы – 7 наименов.

Рецензенты: д.т.н. Пальчун А.А.

к.т.н. Дуркин В.В.

Для бакалавров и магистров, обучающихся по направлениям 210700 «Инфокоммуникационные технологии и системы связи», 211000 «Конструирование и технология электронных средств», 210400 «Радиотехника».

Утверждено редакционно-издательским советом ФГОБУ ВПО «СибГУТИ» в качестве учебного пособия.

© Сибирский государственный университет  
телекоммуникаций и информатики, 2014.

## Оглавление

Предисловие .....	4
1 ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ УСИЛИТЕЛЕЙ .....	5
1.1 Краткие теоретические сведения.....	5
1.2 Вопросы и упражнения .....	12
2 ОБЩАЯ ТЕОРИЯ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ .....	20
2.1 Краткие теоретические сведения.....	20
2.2 Примеры решения задач .....	26
2.3 Вопросы и упражнения .....	28
3 ОБЕСПЕЧЕНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ НА ТРАНЗИСТОРАХ .....	38
3.1 Краткие теоретические сведения.....	38
3.2 Примеры решения задач .....	48
3.3 Вопросы и упражнения .....	50
4 ПРОЕКТИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ КАСКАДОВ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ НА ТРАНЗИСТОРАХ .....	73
4.1 Краткие теоретические сведения.....	73
4.2 Примеры решения задач .....	85
4.3 Вопросы и упражнения .....	91
5 ВЫХОДНЫЕ И ПРЕДВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ .....	97
5.1 Краткие теоретические сведения.....	97
5.2 Примеры решения задач .....	109
5.3 Вопросы и упражнения .....	115
6 ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ С ПРИМЕНЕНИЕМ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ .....	123
6.1 Краткие теоретические сведения.....	123
6.2 Примеры решения задач .....	134
6.3 Вопросы и упражнения .....	136
Приложение 1 .....	140
Приложение 2 .....	141
Приложение 3 .....	142
Приложение 4 .....	146
Литература.....	153

## Предисловие

Разработка и эксплуатация современных систем телекоммуникаций, выбор грамотных и технически обоснованных решений требует от специалиста правильной оценки качественных показателей и эксплуатационных параметров аппаратуры, а также знание особенностей построения, анализа и расчета основных узлов оборудования.

Данное учебное пособие посвящено практическим вопросам построения аналоговых устройств на базе усилительных схем, с применением транзисторов и интегральных микросхем.

В соответствии с программами дисциплин: «Схемотехника устройств телекоммуникаций» (по направлению 210700), «Схемотехника аналоговых электронных устройств» (по направлению 210400), «Схемо- и системотехника электронных средств» (по направлению 211000) вопросы и упражнения сгруппированы по следующим разделам

- основные технические показатели усилительных устройств;
- теория обратной связи;
- обеспечение режимов работы усилительных элементов;
- предварительные каскады усиления;
- выходные и предвыходные каскады усиления;
- схемы обработки сигналов на основе операционного усилителя.

По каждому разделу приведены основные теоретические сведения и примеры решения задач, а также справочные данные основных пассивных элементов, транзисторов и операционных усилителей.

Предлагаемое пособие может быть использовано как для проведения лабораторно-практических занятий, так и для организации самостоятельной работы студентов.

# 1 ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

## 1.1 Краткие теоретические сведения

Эффект увеличения мощности полезного электрического сигнала при сравнительно полном сохранении его формы за счет использования энергии источника питания называют усилением [1-5]. Устройство, реализующее этот эффект, называют усилителем. Обобщенная функциональная схема усилителя показана на рисунке 1.1.

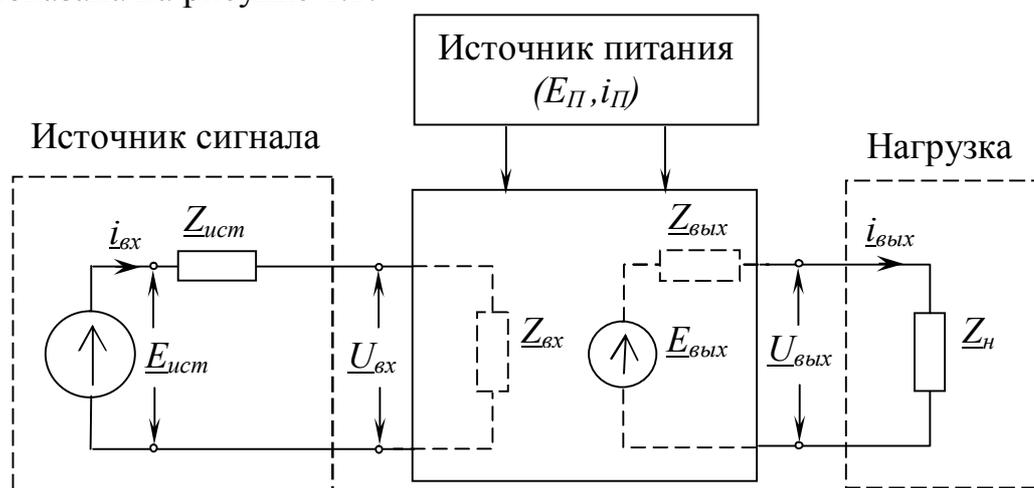


Рисунок 1.1 – Функциональная схема усилительного устройства

В общем случае все параметры схемы на рисунке 1.1 будут являться комплексными величинами. В диапазоне средних частот комплексный характер параметров можно не учитывать, то есть эти величины становятся чисто действительными ( $Z_{уст} = R_{уст}$ ,  $Z_{вх} = R_{вх}$ ,  $Z_{вых} = R_{вых}$ ).

Усилительные устройства характеризуются рядом технических показателей, которые позволяют оценить их пригодность для того, или иного применения.

К основным техническим показателям усилителя относятся:

1. входные и выходные данные (входные и выходные мощности, напряжения, токи, сопротивления);
2. коэффициенты усиления по напряжению, току, мощности;
3. коэффициент полезного действия ( $\eta$ );
4. собственные помехи, коэффициент шума;
5. амплитудная характеристика (АХ), динамический диапазон ( $D_y$ ) и коэффициент нелинейных искажений (коэффициент гармоник  $K_G$ );
6. амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) и частотные искажения;
7. фазо-частотная характеристика (ФЧХ) и фазовые искажения;
8. переходная характеристика (ПХ) и переходные искажения;
9. стабильность показателей;
10. эксплуатационные характеристики (габариты, вес, стоимость, ремонтно-пригодность, параметры надежности).

Усилительное устройство, как правило, состоит из нескольких каскадов, которые можно разделить на каскады предварительного усиления, предвыходной каскад и выходной каскад (рисунок 1.2). Требования, предъявляемые к отдельным каскадам, зависят от их функционального назначения.

**Выходной каскад усиления** (ВКУ), называемый также окончательным или мощным каскадом, предназначен для обеспечения заданной мощности в нагрузке при допустимых линейных и нелинейных искажениях и максимальном коэффициенте полезного действия.

**Каскады предварительного усиления** (КПУ) должны обеспечить основное усиление входного сигнала по мощности. Эти каскады работают при малых уровнях сигналов, не потребляют большой мощности и не вносят заметных нелинейных искажений. Первые каскады должны быть малошумящими, поскольку именно они вносят максимальную долю в напряжение помех всего усилителя.

**Предвыходной каскад** является промежуточным между предварительными каскадами и выходным каскадом. Он предназначен для обеспечения необходимой мощности на входе окончательного каскада (для «раскачки» транзистора выходного каскада) при допустимых линейных и нелинейных искажениях и достаточно большом коэффициенте передачи.

Показатели всего устройства определяются показателями всех входящих в него каскадов. Тем не менее, схемотехника усилителя определяется параметрами, которые необходимо обеспечить в нагрузке (заданная мощность при допустимых искажениях). Таким образом, расчет всего усилителя ведется в направлении от выходного каскада к предварительным.

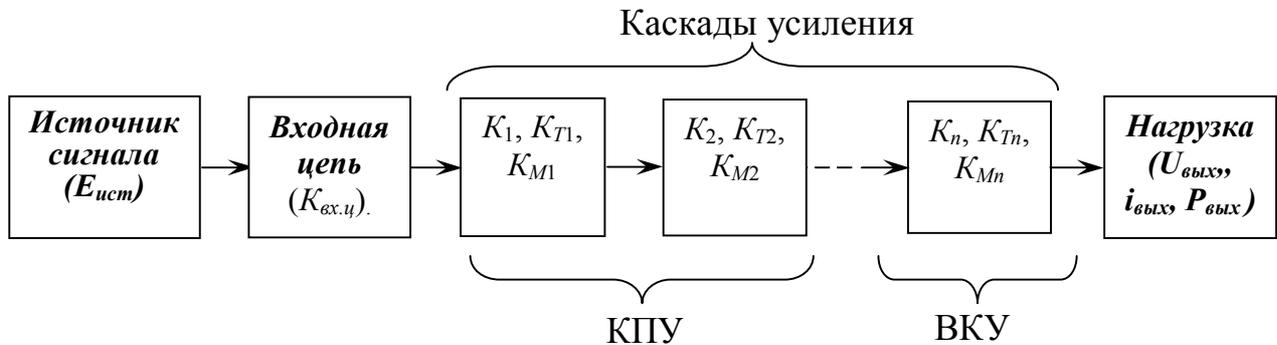


Рисунок 1.2 – Структурная схема многокаскадного усилителя

Общий коэффициент усиления  $n$ -каскадного усилительного устройства определяется как произведение коэффициентов усиления отдельных каскадов:

1. коэффициент усиления по напряжению:  $K_{общ} = K_1 K_2 \dots K_n$ , где  $K_1, K_2, \dots, K_n$  – коэффициенты усиления по напряжению отдельных каскадов;
2. сквозной коэффициент усиления по напряжению:  $K_{Eобщ} = K_{общ}^* = K_{вх.ц.} K_{общ}$ , где  $K_{вх.ц.}$  – коэффициент передачи входной цепи усилителя;
3. коэффициент усиления по току:  $K_{Tобщ} = K_{T1} K_{T2} \dots K_{Tn}$ , где  $K_{T1}, K_{T2}, \dots, K_{Tn}$  – коэффициенты усиления по току отдельных каскадов;

4. коэффициент усиления по мощности:  $K_{\text{Мобщ}} = K_{M1} \cdot K_{M2} \cdot \dots \cdot K_{Mn}$ , где  $K_{M1}$ ,  $K_{M2}$ , ...  $K_{Mn}$  – коэффициенты усиления по мощности отдельных каскадов. При расчете усилительных устройств коэффициенты усиления и коэффициент частотных искажений ( $M$ ) могут быть выражены в логарифмических единицах – децибелах [дБ].

$$\begin{aligned} K[\text{дБ}] &= 20 \lg K; \quad K_E[\text{дБ}] = 20 \lg K_E; \quad K_T[\text{дБ}] = 20 \lg K_T; \\ K_M[\text{дБ}] &= 10 \lg K_M; \quad M[\text{дБ}] = 20 \lg M; \end{aligned} \quad (1.1)$$

В этом случае общий коэффициент усиления будет определяться как сумма коэффициентов отдельных каскадов:

$$\begin{aligned} K_{\text{общ}}[\text{дБ}] &= K_1[\text{дБ}] + K_2[\text{дБ}] + \dots + K_n[\text{дБ}]; \\ K_{E\text{общ}}[\text{дБ}] &= K_{\text{общ}}^*[\text{дБ}] = K_{\text{вх.ц.}}[\text{дБ}] + K_{\text{общ}}[\text{дБ}]; \end{aligned} \quad (1.2)$$

Значения коэффициентов усиления и частотных искажений, выраженные в дБ, могут быть представлены в относительных единицах:

$$K = 10^{\frac{K[\text{дБ}]}{20}}; \quad K_T = 10^{\frac{K_T[\text{дБ}]}{20}}; \quad K_E = K^* = 10^{\frac{K_E[\text{дБ}]}{20}}; \quad K_M = 10^{\frac{K_M[\text{дБ}]}{10}}. \quad (1.3)$$

Поскольку усилительный элемент в общем случае является нелинейным (имеет нелинейную передаточную характеристику), то при усилении гармонических сигналов могут возникать **нелинейные искажения**, при которых в спектре выходного сигнала появляются дополнительные гармоники, кратные частоте входного сигнала, приводящие к искажению результирующего сигнала. Степень нелинейных искажений оценивают коэффициентом гармоник:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{U_{m2}^2 + U_{m3}^2 + \dots}}{U_{m1}} = \frac{\sqrt{I_{m2}^2 + I_{m3}^2 + \dots}}{I_{m1}} = \sqrt{K_{\Gamma 2}^2 + K_{\Gamma 3}^2 + \dots}, \quad (1.4)$$

где  $U_{m1}$  и  $I_{m1}$  – соответственно амплитуды первой (основной) гармоники выходного напряжения и тока, а  $U_{m2}$ ,  $U_{m3}$ , ... (или  $I_{m2}$ ,  $I_{m3}$ , ...) – амплитуды высших гармоник, появившиеся на выходе усилителя за счет нелинейных искажений;  $K_{\Gamma 2}$ ,  $K_{\Gamma 3}$ , ... – коэффициенты нелинейных искажений соответственно по второй, третьей и т.д. гармоникам.

Помимо полезного сигнала (и даже в его отсутствие) на выходе усилителя будут существовать **собственные помехи** усилителя ( $U_{\text{ш}}$ ), источником которых являются тепловые шумы, фоновые помехи, наводки и дрейф.

**Амплитудная характеристика** (АХ) усилителя представляет собой зависимость действующего (или амплитудного) значения напряжения сигнала на выходе усилителя от действующего (или амплитудного) значения напряжения сигнала на его входе при подаче на вход гармонического колебания неизменной частоты (обычно средней частоты полосы пропускания усилителя  $f_{\text{ср}}$ , которая, например, в усилителях звуковой частоты принимается равной 1 кГц).

На рис.1.3 показаны идеальная (пунктиром) и реальная (сплошной линией) амплитудные характеристики.

## Основные технические параметры усилителей

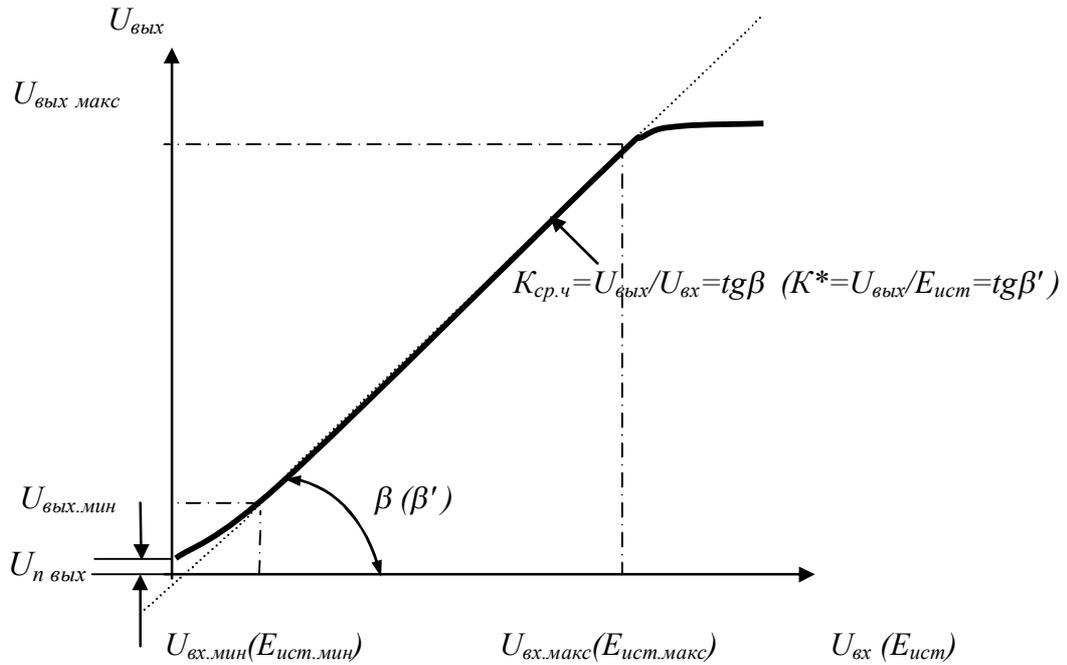


Рисунок 1.3 – Амплитудная характеристика усилителя

Идеальная АХ представляет собой прямую линию, проходящую через начало координат под углом  $\beta$ , определяемым коэффициентом усиления по напряжению  $tg\beta = U_{вых.ср.ч.}/U_{вх.ср.ч.} = K_{ср.ч.}$ .

Реальная АХ отклоняется от идеальной как в области очень малых входных напряжений (вследствие наличия в усилителе собственных помех  $U_{n.вых}$ , действующих на выходе усилителя и при отсутствии сигнала), так и в области слишком больших входных напряжений (вследствие перегрузки усилительных элементов, выражающейся в том, что амплитуда сигнала при этом выходит за пределы линейного участка характеристики усилительного элемента, в результате чего нарушается линейная зависимость между  $U_{вых}$  и  $U_{вх}$  и возникают нелинейные искажения).

Мерой оценки влияния теплового (флуктуационного) шума является **коэффициент шума**, который показывает, во сколько раз изменяется отношение мощности сигнала к мощности шума на выходе ( $P_c/P_{ш}$ )<sub>вых</sub> по сравнению с аналогичным отношением на входе ( $P_c/P_{ш}$ )<sub>вх</sub>. Он может быть, также, определен как отношение мощности суммарного шума на выходе к мощности теплового шума, создаваемого источником сигнала также на выходе

$$K_{ш} = \frac{P_{ш\Sigma\text{ вых}}}{P_{ш\text{ ист вых}}}, \quad (1.5)$$

$$\text{где } P_{ш\text{ ист вых}} = \frac{U_{ш\text{ ист вых}}^2}{R_n} = \frac{4kTR_{ист}\Delta fK\frac{2}{E}}{R_n}, \quad (1.6)$$

где  $k \approx 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/°К – постоянная Больцмана;  $T$  – температура [°К];  $\Delta f$  – полоса частот [Гц];  $R_{ист}$  и  $R_n$  – соответственно сопротивления источника сигнала и нагрузки [Ом].

Для оценки диапазона напряжений, в котором можно не учитывать влияние нелинейных искажений и собственных помех, то есть для оценки величины линейного участка амплитудной характеристики, применяется параметр **«динамический диапазон усилителя»**

$$D_y = 20 \lg \frac{U_{вх макс}}{U_{вх мин}} = 20 \lg \frac{U_{вых макс}}{U_{вых мин}} = 20 \lg \frac{U_{вых ном}}{(2 \div 3)U_{П}}. \quad (1.7)$$

В режиме усиления малого сигнала нелинейностью передаточной характеристики можно пренебречь, а это означает, что в спектре выходного сигнала не будут появляться дополнительные гармоники. Таким образом, параметры и характеристики усилителя, измеренные в режиме малого сигнала (коэффициенты усиления, частотные и переходные характеристики и оценка их искажений) относят к **линейным параметрам**.

**Линейные искажения** обусловлены наличием реактивных элементов и подразделяются на частотные, фазовые и переходные. Комплексный характер сопротивлений реактивных элементов может привести к изменению коэффициента усиления (частотным искажениям) и появлению дополнительных фазовых сдвигов (фазовым искажениям) на границах частотного диапазона. При усилении гармонического сигнала, его форма вследствие линейных искажений не изменится, поскольку в спектре выходного сигнала не появляются новые спектральные составляющие (гармоники). Может измениться либо амплитуда, либо временная задержка (фаза). При подаче на вход сложного, например импульсного, сигнала, имеющего широкий спектр, из-за наличия частотных и фазовых искажений различных спектральных составляющих его форма изменяется, что приведет к возникновению переходных искажений.

Оценка частотных искажений производится с помощью **коэффициента частотных искажений** ( $M$ ) или сквозного коэффициента частотных искажений ( $M^*$ ), который показывает, во сколько раз отличается коэффициент усиления напряжения на средней частоте по отношению к коэффициенту усиления напряжения на заданной частоте

$$M_f = \frac{K_{fcp}}{K_f} \quad \text{или} \quad M^*_f = \frac{K^*_{fcp}}{K^*_f} \quad (1.8)$$

Коэффициент частотных искажений можно выразить в дБ или из дБ перевести в относительные единицы по формулам (1.1), (1.2).

На рисунке 1.4 показана типовая амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) усилителя переменного тока. По оси ординат могут откладываться значения коэффициентов усиления в дБ (логарифмическая АЧХ), а также относительный коэффициент усиления  $Y = K_f / K_{fcp}$  (нормированная АЧХ), где  $K_f$  – значение коэффициентов усиления на текущей частоте.

Средняя частота определяется как среднее геометрическое от крайних частот полосы пропускания  $f_{cp} = \sqrt{f_n f_v}$ . Для усилителей постоянного тока нижняя граничная частота  $f_n = 0$ . В области средних частот коэффициент усиления, как правило, не зависит от частоты и является постоянной величи-

ной. Для усилителей звуковой частоты принимают  $f_{cp}=1\text{кГц}$ . Граничные частоты ( $f_n, f_v$ ) обычно определяются на уровне, при котором коэффициент усиления уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз (на 3дБ). В некоторых случаях требования к допустимому коэффициенту частотных искажений могут меняться, при этом граничные частоты находятся с учетом допустимого уменьшения коэффициента усиления и находятся на уровне  $K_{fn} = K_{fcp}/M_n$ ;  $K_{fv} = K_{fcp}/M_v$ .

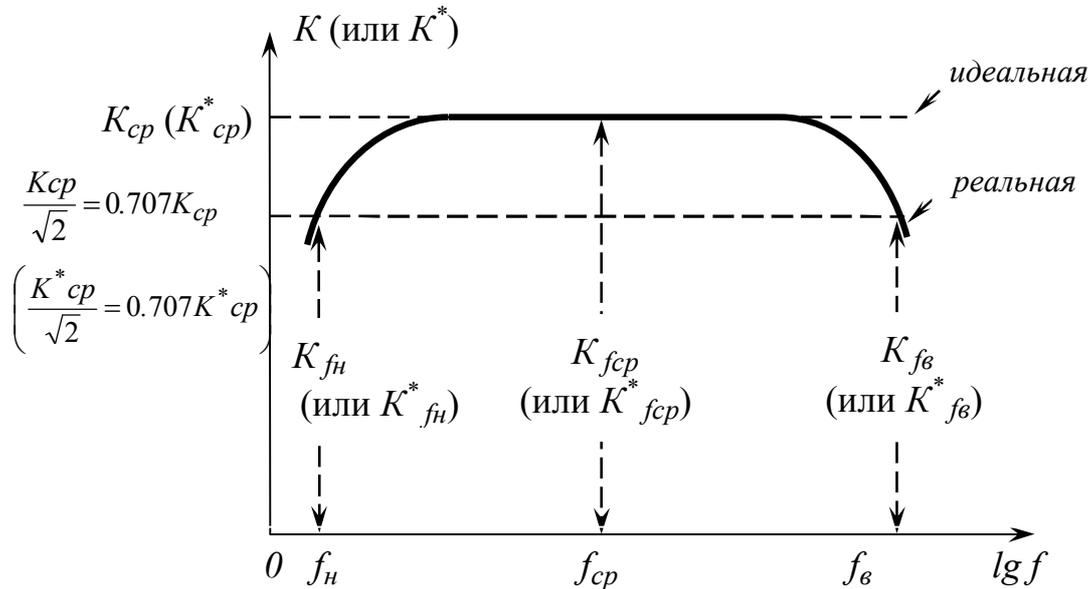


Рисунок 1.4 – Амплитудно-частотная характеристика усилителя переменного тока (в скобках указаны параметры сквозной АЧХ)

Коэффициент частотных искажений многокаскадного усилителя может быть рассчитан как:  $M_{общ} = M_1 M_2 \dots M_n$ , где  $M_1, M_2, \dots, M_n$  – коэффициенты частотных искажений отдельных каскадов на заданной частоте.

Если коэффициенты частотных искажений заданы в дБ, то общий коэффициент находится как сумма коэффициентов частотных искажений отдельных каскадов  $M_{общ} [\text{дБ}] = M_1 [\text{дБ}] + M_2 [\text{дБ}] + \dots + M_n [\text{дБ}]$ .

**Фазовые искажения** возникают из-за различия реальной и идеальной фазо- частотной характеристики (ФЧХ). Под идеальной ФЧХ понимают прямую, проходящую через начало координат  $\varphi = af$  при  $a \leq 0$ .

**Переходные искажения** определяются по переходной характеристике, под которой понимается зависимость от времени выходного напряжения при ступенчатом характере изменения входного напряжения (то есть по закону единичной функции). Переходные искажения характеризуются рядом параметров (рисунки 1.5, 1.6):

- 1 время установления  $t_v$ , характеризующее искажения импульсов малой длительности по крутизне переднего фронта;
- 2 относительный выброс  $\delta$  (перерегулирование), оценивающее искажения импульсов малой длительности при колебательном характере переходного процесса и определяемое как отношение максимального отклонения пере-

ходного процесса от установившегося значения к установившемуся значению;

- 3 относительная неравномерность вершины импульса  $\Delta$  («относительный спад плоской вершины»), которая характеризует искажения импульсов большой длительности и определяется как отношение максимального изменения выходного напряжения за время длительности импульса  $t_u$  к начальному (установившемуся) значению:  $\Delta = (\Delta U / U_{уст})100\%$ .

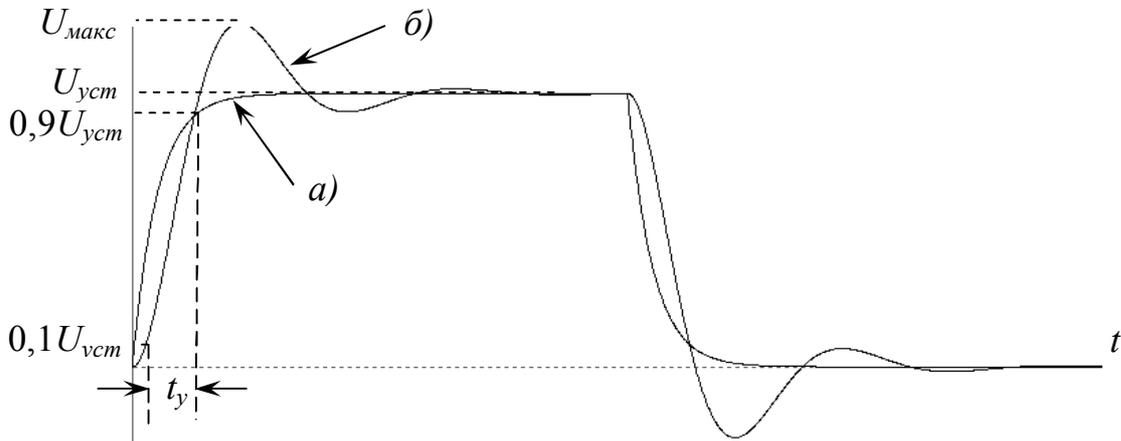


Рисунок 1.5 – Переходная характеристика усилителя для области малых времен для случая аperiodического (а) и колебательного (б) характера переходного процесса

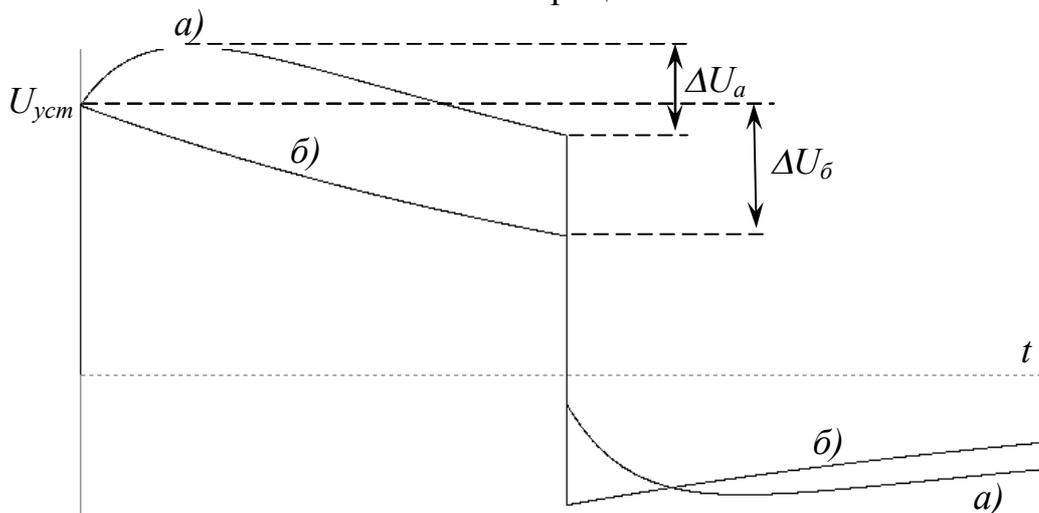


Рисунок 1.6 – Переходная характеристика усилителя для области больших времен при различных видах искажений вершины импульса

Коэффициент полезного действия характеризует эффективность использования энергии источника питания и определяется как отношение мощности полезной ( $P_{вых}$  или  $P_n$ ) к мощности затраченной ( $P_{П\Sigma}$ ), потребляемой от источника питания всеми цепями усилителя, выраженное в процентах.

$$\eta = \frac{P_{вых}}{P_{П\Sigma}} 100\% = \frac{i_{вых} U_{вых}}{i_{П} E_{П}} 100\% \quad (1.9)$$

## 1.2 Вопросы и упражнения

- 1.2.1. Какое устройство называют усилительным? Дайте определение процессу усиления. Приведите общую функциональную схему усилительного устройства.
- 1.2.2. Приведите классификацию усилительных устройств.
- 1.2.3. Перечислите основные технические показатели усилительного устройства. Дайте определение каждому показателю.
- 1.2.4. Перечислите входные и выходные данные усилителя. Как они связаны между собой? Как связаны амплитудные и действующие значения напряжений (токов)?
- 1.2.5. Приведите амплитудную характеристику (АХ) реального усилителя. Дайте определение, объясните, отличие реальной АХ от идеальной. Чем отличается АХ от сквозной АХ? Какие показатели усилителя можно определить по АХ?
- 1.2.6. Нарисуйте структурную схему измерения сквозной АХ, поясните методику ее измерения. Как избежать влияния частотных свойств усилителя при снятии его амплитудной характеристики? Как экспериментально определить собственные помехи и динамический диапазон усилителя?
- 1.2.7. Дайте определение амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), объясните отличие реальной АЧХ от идеальной. Приведите примеры АЧХ для усилителей постоянного и переменного тока. Каким параметром характеризуется искажение АЧХ? Как определить нижнюю и верхнюю граничные частоты по допустимым частотным искажениям? Как определяется коэффициент частотных искажений многокаскадного усилителя, если известны коэффициенты частотных искажений отдельных каскадов?
- 1.2.8. Изобразите схему измерения частотной характеристики усилителя. Поясните процедуру ее измерения. Какое значение  $E_{уст}$  выбирают при измерении частотной характеристики усилителя и почему?
- 1.2.9. Изобразите фазо-частотную характеристику усилителя (ФЧХ) для идеального и реального усилителя. Как проявляются фазовые искажения при усилении гармонического сигнала? Почему изображают ФЧХ отдельно для нижних и верхних частот? Как по виду ФЧХ определить фазовые искажения на заданной частоте?
- 1.2.10. Что такое амплитудно-фазовая частотная характеристика (АФЧХ)? Приведите примеры АФЧХ для усилителей постоянного и переменного тока.
- 1.2.11. Дайте определение и поясните методику измерения коэффициентов усиления. Запишите формулы перевода из относительных единиц (в раз) в логарифмические (в децибелах) и обратно. Как определяется коэффициент усиления многокаскадного усилителя, если известны коэффициенты усиления отдельных каскадов (в раз и децибелах)?

1.2.12. Собственные помехи усилителя: виды, источники, причины их появления, методы измерения. Как они проявляются на выходе усилителя звуковых частот? Одинаков ли вклад собственных помех отдельных каскадов многокаскадного усилителя на результирующее значение помех в нагрузке (обосновать ответ)? Что такое «коэффициент шума»?

1.2.13. Дайте определение переходной характеристики и переходных искажений. Какими параметрами характеризуются переходные искажения в области малых и больших времен? Объясните форму переходной характеристики на выходе простейшей RC-цепи.

1.2.14. Поясните процесс практического измерения переходной характеристики и определения переходных искажений. Приведите примеры искажений переходной характеристики в области малых и больших времен. Можно ли по виду АЧХ судить о форме переходной характеристики?

1.2.15. Дайте определение коэффициента полезного действия усилительного устройства, запишите выражение для его определения.

1.2.16. Поясните отличие линейных искажений от нелинейных. Каковы причины их появления? Приведите примеры линейных и нелинейных искажений (во временной и частотной области) при подаче на вход гармонического сигнала. Как количественно оценить линейные и нелинейные искажения?

1.2.17. Изобразите структурную схему многокаскадного усилителя. Пояснить назначение отдельных каскадов. Какие технические показатели наиболее важны для предварительных и выходных каскадов усилителя?

1.2.18. Изобразите схему измерения выходного сопротивления усилителя методом двух нагрузок (с помощью вольтметра). Пояснить методику измерения с выводом расчетной формулы.

1.2.19. Изобразите схему измерения  $K_T$ , используя генератор стандартных сигналов и вольтметры. Выразить  $K_T$  через показания приборов.

1.2.20. Что такое «номинальное напряжение» усилителя? Поясните методику его измерения. Для чего необходимо определять номинальное напряжение при исследовании усилительного устройства?

1.2.21. Определить коэффициент усиления по току ( $K_T$ ) усилителя, если его коэффициент усиления по напряжению  $K = 46 \text{ дБ}$ , сопротивление нагрузки  $R_n = 1 \text{ кОм}$ , входное сопротивление  $R_{вх} = 500 \text{ Ом}$ .

1.2.22. Определить сквозной коэффициент усиления  $K_E$ , если коэффициент усиления по напряжению  $K = 30$ , а сопротивление источника сигнала  $R_{ист} = 4R_{вх}$ . В каком случае  $K$  и  $K_E$  отличаются в 2 раза? В каком случае они примерно равны?

1.2.23. Найти значение коэффициента усиления по мощности  $K_M$ , если  $E_{ист} = 10 \text{ мВ}$ ,  $U_{вых} = 1 \text{ В}$ ,  $R_{вх} = R_{ист}$ ,  $K_T = 40 \text{ дБ}$ . Выразить полученное значение в дБ.

1.2.24. Определить, какое напряжение нужно подать на вход трехкаскадного усилителя, чтобы на нагрузке  $R_n = 4 \text{ Ом}$  получить выходную мощность  $2,25 \text{ Вт}$ , если известно, что коэффициенты усиления каскадов  $K_1=80$ ,  $K_2=40$ ,  $K_3=12$ .

1.2.25. Коэффициенты усиления отдельных каскадов трехкаскадного усилителя равны  $K_1=35 \text{ дБ}$ ,  $K_2=27 \text{ дБ}$ ,  $K_3=12 \text{ дБ}$ . Определить, какое напряжение должно быть на входе усилителя, чтобы на выходе получить мощность  $4 \text{ Вт}$  на нагрузке  $4 \text{ Ом}$ .

1.2.26. Определить коэффициент усиления по напряжению, если ЭДС источника сигнала  $E_{ист}=20 \text{ мВ}$ , внутреннее сопротивление источника сигнала  $R_{ист} = 1 \text{ кОм}$ , входное сопротивление  $R_{вх} = 2 \text{ кОм}$ , выходное напряжение равно  $U_{вых} = 2 \text{ В}$ .

1.2.27. Определить, какую мощность может отдать в нагрузку усилитель, а также амплитуды выходного тока и напряжения ( $U_{т\text{ вых}}$ ,  $I_{т\text{ вых}}$ ), если коэффициент его полезного действия  $\eta = 60 \%$ ,  $R_n = 8 \text{ Ом}$  а потребляемый от источника питания ток равен  $1,5 \text{ А}$  при  $E_n = 12 \text{ В}$ ?

1.2.28. По заданной амплитудной характеристике (рисунок 1.7) определить все возможные технические показатели усилителя, если  $R_{ист} = R_{вх} = 1 \text{ кОм}$ ;  $R_n = 200 \text{ Ом}$ .

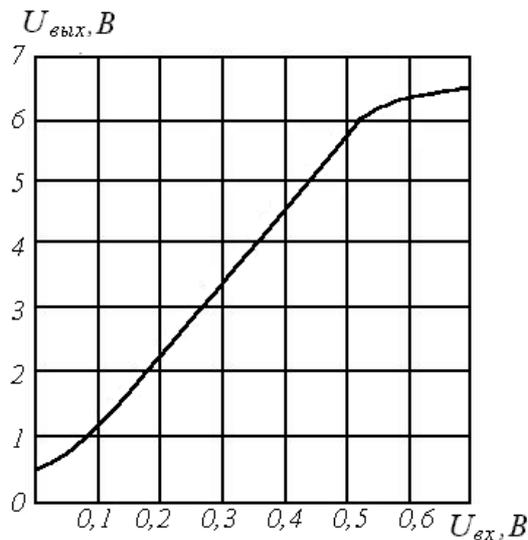


Рисунок 1.7

1.2.29. По заданной амплитудной характеристике (рисунок 1.7) определить напряжение источника сигнала  $E_{ист}$ , если  $P_{вых} = 5 \text{ Вт}$ ,  $R_n = 4 \text{ Ом}$ ,  $R_{ист} = 2R_{вх}$ .

1.2.30. Определить входное сопротивление усилителя, если при ЭДС источника сигнала  $E_{ист}=1 \text{ мВ}$  и внутреннем сопротивлении источника сигнала  $R_{ист} = 1 \text{ кОм}$  входное напряжение  $U_{вх} = 0,8 \text{ мВ}$ .

1.2.31. Определить коэффициент полезного действия усилителя, который обеспечивает на нагрузке  $R_H = 3 \text{ Ом}$  амплитуду выходного напряжения  $U_{m \text{ вых}} = 4,5 \text{ В}$  при потреблении тока  $0,5 \text{ А}$  от источника питания в  $10 \text{ В}$ .

1.2.32. Используя график  $K(f)$  на рисунке 1.8, построить нормированную частотную характеристику  $Y(f)$ . Определить коэффициенты частотных искажений ( $M$ ) на частотах  $f_1 = 400 \text{ Гц}$  и  $f_2 = 500 \text{ кГц}$ . Определить диапазон рабочих частот усилителя, в котором коэффициент частотных искажений не превышает  $2 \text{ дБ}$ .

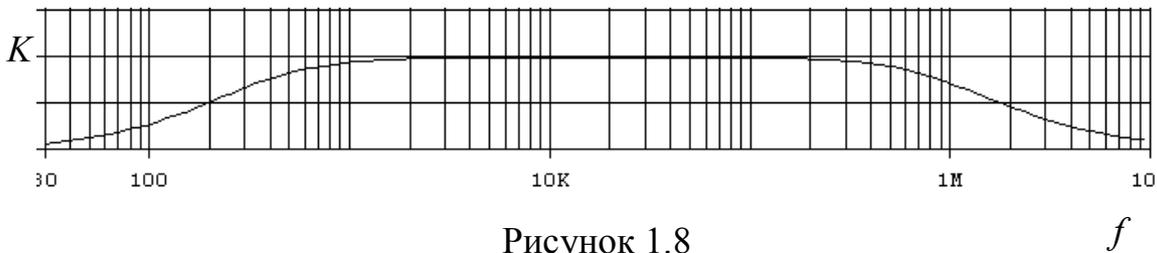


Рисунок 1.8

1.2.33. Определить, какую мощность будет потреблять усилитель от источника питания, если  $U_{\text{вых}} = 5 \text{ В}$ ,  $R_H = 2 \text{ Ом}$ , коэффициент полезного действия усилителя  $\eta = 45 \%$ .

1.2.34. Определить коэффициент усиления каскада в области средних частот, если коэффициент усиления на нижней частоте  $K_{fH} = 100$ , а коэффициент частотных искажений на этой же частоте  $M_H = 3 \text{ дБ}$ .

1.2.35. Определить коэффициенты частотных искажений двухкаскадного усилителя на верхней и нижней частотах, если коэффициенты частотных искажений отдельных каскадов равны:  $M_{H1}=1,2$ ;  $M_{B1}=1,1$ ;  $M_{H2}=1,15$ ;  $M_{B2}=1,12$ . Выразить полученное значение  $M_{H \text{ общ}}$  и  $M_{B \text{ общ}}$  в  $\text{дБ}$ .

1.2.36. Определить коэффициент частотных искажений  $M_H[\text{дБ}]$ , если известно, что выходное напряжение на средней частоте  $U_{\text{вых} f_{cp}} = 10 \text{ В}$ , выходное напряжение на нижней частоте  $U_{\text{вых} f_H} = 6 \text{ В}$ ,  $U_{\text{ex}} = \text{const}$ .

1.2.37. Определить выходное напряжение на верхней частоте усилителя, если известно, что  $M_B = 4 \text{ дБ}$ ,  $K_{f_{cp}} = 80$ ,  $U_{\text{ex}} = 1 \text{ мВ}$ .

1.2.38. По фазо – частотной характеристике, изображенной на рисунке 1.9, оценить фазовые искажения на частотах  $f_H = 40 \text{ Гц}$  и  $f_B = 10 \text{ кГц}$ .

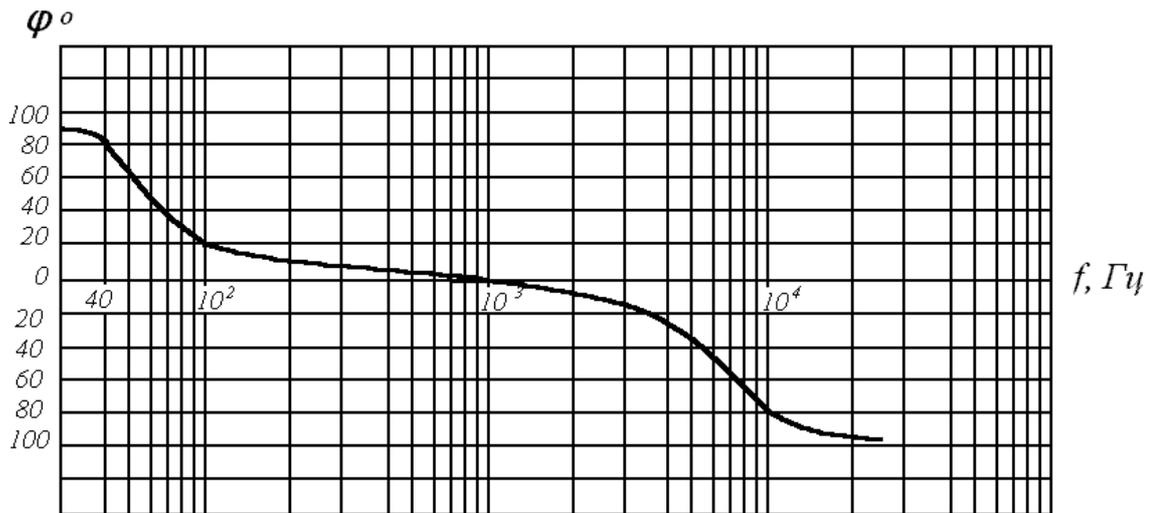


Рисунок 1.9

1.2.39. Нарисовать форму выходного сигнала усилителя, если под действием синусоидального входного сигнала с частотой  $f_1$  на выходе усилителя появились нелинейные искажения (вторая гармоника). Амплитуды гармоник выходного сигнала:  $U_{m1}=2 \text{ В}$ ;  $U_{m2}=0,5 \text{ В}$

1.2.40. На рисунке 1.10 изображена форма сигнала на входе и на выходе усилителя. Определить, какие искажения претерпел сигнал. Пояснить ответ.

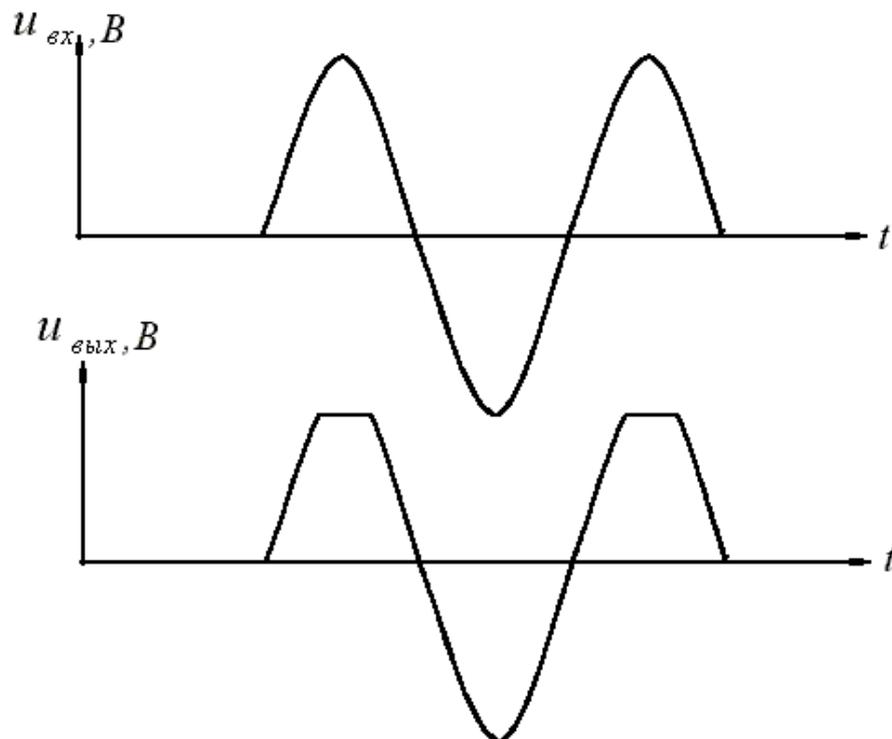


Рисунок 1.10

1.2.41. Определить напряжение на выходе каждого каскада, трехкаскадного усилителя, если  $K_1=40 \text{ дБ}$ ,  $K_2=26 \text{ дБ}$ ,  $K_3=20 \text{ дБ}$  и  $U_{\text{вх}}=20 \text{ мкВ}$ .

1.2.42. Нарисовать форму выходного сигнала усилителя, если под действием синусоидального входного сигнала частотой  $f_1$  на выходе усилителя появляется сигнал, в спектре которого появилась третья гармоника. Амплитуды напряжения первой и третьей гармоники  $U_{m1}=1\text{ В}$ ; и  $U_{m3}=0,5\text{ В}$ .

1.2.43. На рисунке 1.11 изображены спектры сигнала на входе и на выходе усилителя. Определить, какие искажения претерпел сигнал. Оценить их количественно.

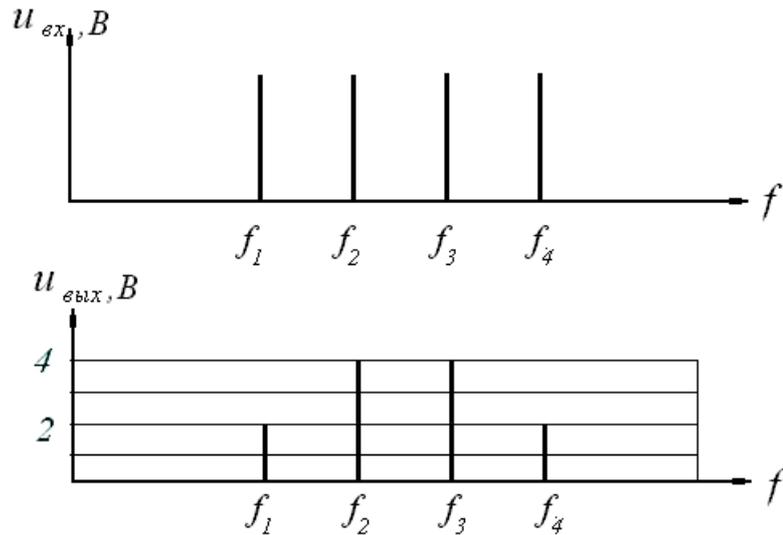


Рисунок 1.11

1.2.44. На рисунке 1.12 представлены спектры сигнала на входе и на выходе усилителя. Пояснить, какие искажения возникли в усилителе. Оценить их количественно.

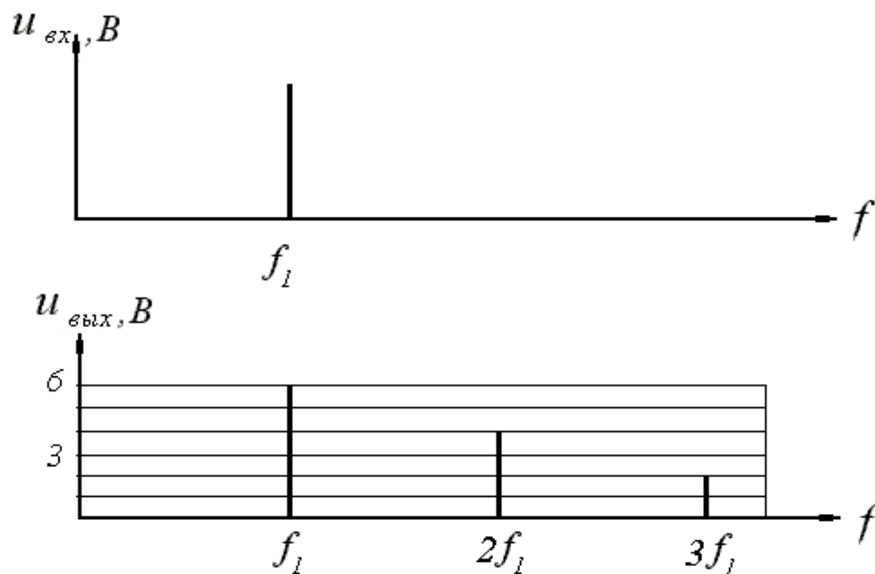


Рисунок 1.12

1.2.45. Используя рисунок 1.13, определить время установления импульса и относительный спад плоской вершины.

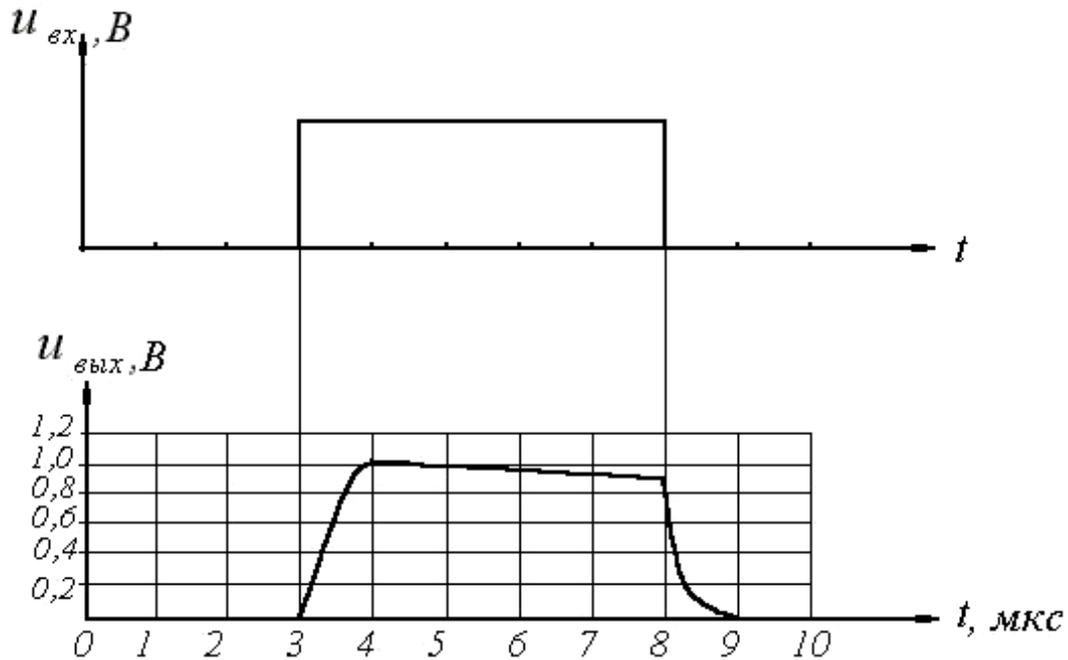


Рисунок 1.13

1.2.46. Каким должен быть коэффициент усиления по мощности выходного каскада трехкаскадного усилителя, если входная мощность сигнала  $100 \text{ мкВт}$  обеспечивает выходное напряжение  $4 \text{ В}$  на нагрузке  $2 \text{ Ом}$ , коэффициенты усиления по мощности первого и второго каскадов  $K_{M1}=14 \text{ дБ}$ ,  $K_{M2}=16 \text{ дБ}$ .

1.2.47. Определить коэффициент гармоник трехкаскадного усилителя, если коэффициенты гармоник отдельных каскадов  $0,5\%$ ,  $1\%$ ,  $3\%$  соответственно.

1.2.48. Используя структурную схему усилителя (рисунок 1.1), определить входное сопротивление усилителя, если  $R_n = 6 \text{ Ом}$ ,  $R_{уст} = 8 \text{ кОм}$ ,  $E_n = 12 \text{ В}$ ,  $I_n = 200 \text{ мА}$ ,  $\eta = 40\%$ ,  $U_{вх} = 1 \text{ мВ}$ ,  $K^* = 40 \text{ дБ}$ .

1.2.49. Используя структурную схему усилителя (рисунок 1.1), определить напряжение источника сигнала, если  $P_{вх} = 0.1 \text{ мВт}$ ,  $R_n = 16 \text{ Ом}$ ,  $K_m = 33 \text{ дБ}$ ,  $K = 20 \text{ дБ}$ ,  $K_{вх} = 0,4$ .

1.2.50. Используя структурную схему усилителя (рисунок 1.1), определить выходное сопротивление усилителя, если при нагрузке  $R_{н1} = 1,6 \text{ кОм}$  выходная мощность составит  $P_{н1} = 10 \text{ мВт}$ , а при  $R_{н2} = 4 \text{ кОм}$  составит  $P_{н2} = 16 \text{ мВт}$ .

1.2.51. Используя структурную схему усилителя (рисунок 1.1), определить мощность, потребляемую от источника питания, если амплитуда напряжения источника сигнала  $E_{м\text{уст}} = 2,82 \text{ мВ}$ ,  $R_{уст} = 400 \text{ Ом}$ ,  $R_{вх} = 1,6 \text{ кОм}$ ,  $K = 60 \text{ дБ}$ ,  $R_{н1} = 4 \text{ Ом}$  при коэффициенте полезного действия  $\eta = 40\%$ .

1.2.52. Используя структурную схему усилителя (рисунок 1.1), определить коэффициент усиления по току и амплитуду входного тока, если  $P_n = 16 \text{ мВт}$ ,  $R_n = 4 \text{ кОм}$ ,  $K = 60 \text{ дБ}$ ,  $R_{уст} = 1 \text{ кОм}$ ,  $K_{ex.ц.} = 0,4$ .

1.2.53. Используя структурную схему усилителя (рисунок 1.1), определить коэффициенты усиления по напряжению ( $K$ ,  $K^*$ ), если  $P_n = 0,8 \text{ Вт}$ ,  $R_n = 20 \text{ Ом}$ ,  $K_T = 40 \text{ дБ}$ ,  $R_{уст} = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_{ex} = 2 \text{ кОм}$ .

1.2.54. Номинальная выходная мощность на сопротивлении 50 Ом составляет 80 мВт; суммарное значение шума на выходе, измеренное при температуре 25°C в полосе частот 1 МГц  $U_{ш\Sigma} = 10 \text{ мВ}$ ; сквозной коэффициент усиления напряжения  $K^* = 100 \text{ дБ}$ ;  $R_{уст} = 1 \text{ кОм}$ . Определить коэффициент шума и динамический диапазон усилителя.

1.2.55. Изобразить типовые частотные характеристики для простейших электрических цепей, показанных на рисунке 1.14 (а, б, в). Как изменятся эти характеристики: 1) при увеличении (уменьшении) сопротивления  $R1$ ; 2) при увеличении (уменьшении) емкости  $C1$ ?

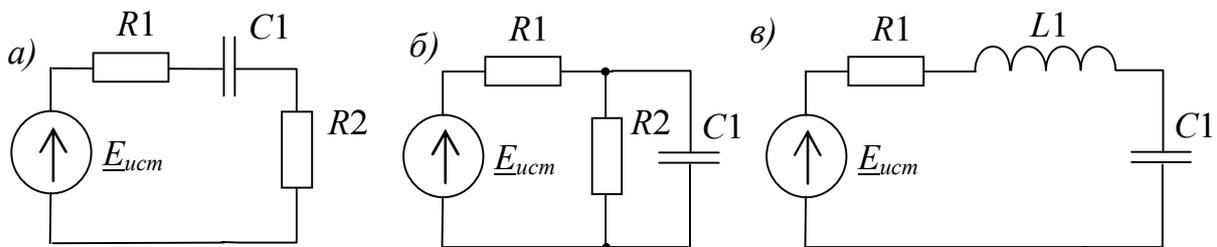


Рисунок 1.14 – Эквивалентные схемы усилительных цепей

1.2.56. Изобразить типовые переходные характеристики (при замене источника гармонического колебания на источник импульсов) для простейших электрических цепей, показанных на рисунке 1.14 (а, б, в). Как изменятся эти характеристики: 1) при увеличении (уменьшении) сопротивления  $R1$ ; 2) при увеличении (уменьшении) или емкости  $C1$ ?

1.2.57. Для простейших цепей, показанных на рисунке 1.14 (а, б) записать выражение для постоянной времени цепи, вывести выражения для комплексного коэффициента передачи, амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик.

## 2 ОБЩАЯ ТЕОРИЯ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

### 2.1 Краткие теоретические сведения

**Обратной связью** (ОС) называют такую связь между цепями усилителя, посредством которой энергия из последующих цепей и каскадов передается в предыдущие, то есть в направлении, обратном тому, в котором происходит процесс усиления сигнала [1-5].

Обратная связь, цепи которой введены специально для изменения показателей усилителя, называется **внешней (или специально вводимой) обратной связью**.

Поскольку при обратной связи во входной цепи взаимодействуют сигналы, поступающие от источника и с выхода цепи ОС, результирующее значение ( $U_{ВХ ОС}$ ) будет зависеть от фазы напряжения на выходе цепи ОС ( $U_{ОС}$ ) относительно фазы напряжения источника сигнала (рисунок 2.1).

По способу взаимодействия сигналов, поступающих от источника сигнала и по цепи ОС с комплексным коэффициентом передачи  $\beta$  с выхода усилителя, обратная связь может быть:

1. **положительная** (ПОС), при которой сигнал обратной связи подается синфазно с сигналом источника при их взаимодействии на входе усилителя (фазовый сдвиг составляет  $0^\circ$ , либо  $360^\circ$ );
2. **отрицательная** (ООС), если сигналы обратной связи и источника находятся в противофазе (фазовый сдвиг составляет  $180^\circ$ );
3. **комплексная** (КОС), при произвольных фазах напряжения  $U_{ОС}$  и  $E_{ИСТ}$

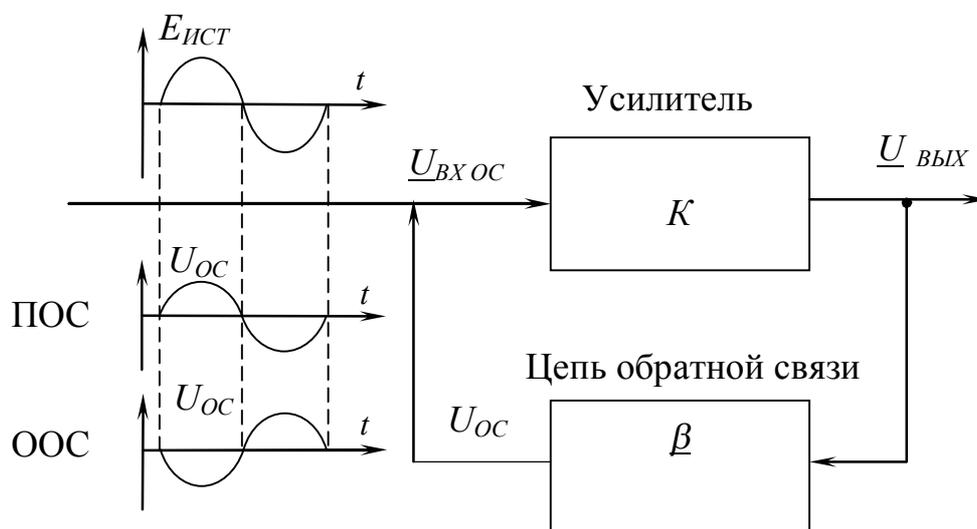


Рисунок 2.1 – Типы обратной связи по способу взаимодействия сигналов

Векторные диаграммы для различных видов ОС приведены на рисунке 2.2. Таким образом, при ПОС результирующее напряжение на входе усилителя будет возрастать, при ООС – уменьшаться. При комплексной ОС фаза вектора петлевого усиления ( $\beta K^*$ )  $\varphi_{\beta K^*} \neq n \cdot 180^\circ$ , где  $n=0, 1, 2, \dots$ , таким образом, по

правилу сложения векторов результирующее входное напряжение  $U_{ВХ ОС}$  (и, следовательно, коэффициент усиления  $K^*_{ОС}$ ) будут больше, чем при ООС (рисунок 2.2в).

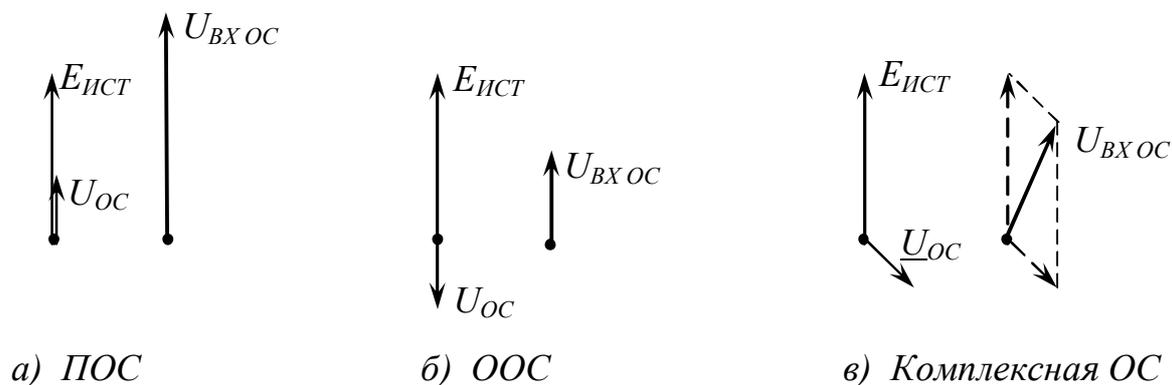


Рисунок 2.2 – Векторные диаграммы для различных видов ОС

Цепь ОС вместе с частью схемы усилителя, которую она охватывает, образует замкнутый контур, называемый **петлей обратной связи**. В зависимости от количества петель ОС, имеющих в усилителе, различают однопетлевую и многопетлевую ОС (рисунок 2.3)

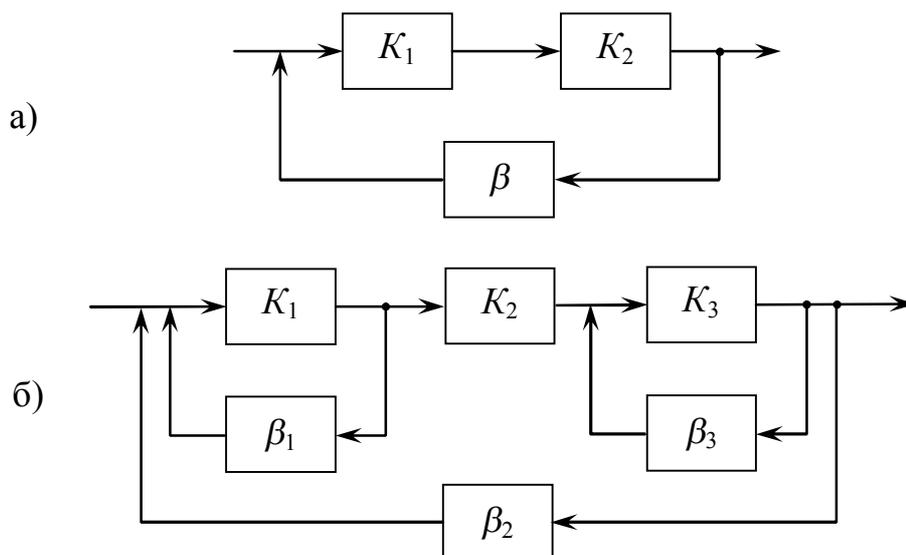


Рисунок 2.3 – Виды ОС : а) – однопетлевая ОС, б) – многопетлевая ОС

Различают **местные обратные связи**, охватывающие отдельные каскады многокаскадного усилителя ( $\beta_1, \beta_3$  – рисунок 2.3), и **общие обратные связи**, охватывающие два и более каскадов усиления ( $\beta_2$ ).

Цепь ОС может быть подключена параллельно нагрузке. В этом случае напряжение ОС пропорционально выходному напряжению. Такая ОС называется **параллельной** по способу снятия (по выходу) или обратной связью **по напряжению**.

Если же вход цепи ОС подключен к выходу усилителя последовательно с нагрузкой, то напряжение ОС будет пропорционально выходному току. В этом случае ОС называется **последовательной** по способу снятия (по выходу) или обратной связью **по току**. При комбинации этих способов возникает **комбинированная** ОС по способу снятия. Возможные схемы снятия ОС показаны на рисунке 2.4.

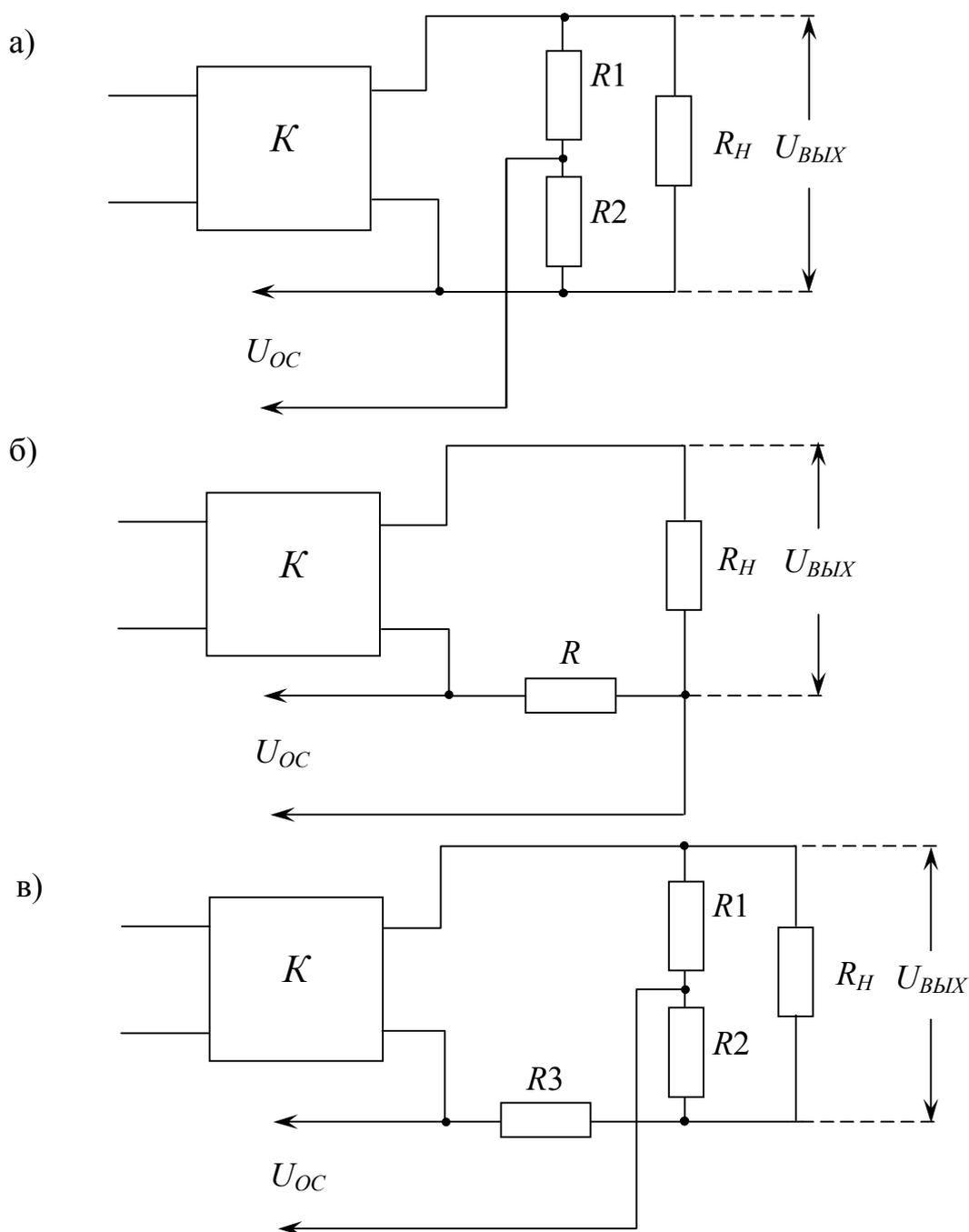


Рисунок 2.4 – Способы снятия ОС: а) – по напряжению, б) – по току, в) – комбинированная

При трансформаторной связи усилителя с нагрузкой ОС по напряжению может сниматься с части витков первичной обмотки выходного трансформатора.

По аналогии со способом снятия, выделяют ряд цепей ОС, отличающихся по способу подачи во входную цепь усилителя. Если выход цепи ОС подключен последовательно с источником сигнала, обратную связь называют последовательной по способу подачи; при подключении выхода цепи ОС параллельно источнику сигнала, то обратную связь называют параллельной по способу подачи. При комбинации способов введения ОС во входную цепь усилителя ее называют комбинированной по способу подачи (по входу).

Способы введения ОС показаны на рисунке 2.5.

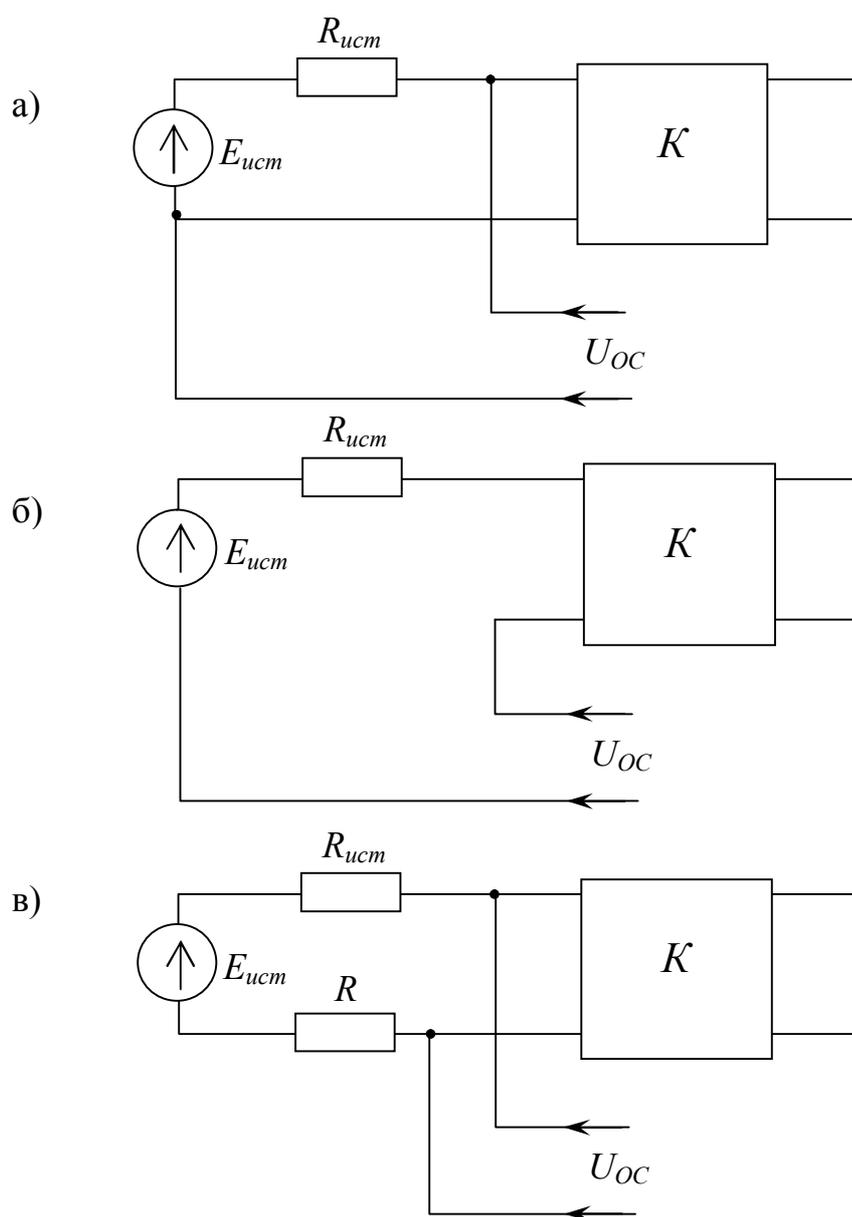


Рисунок 2.5 - Способы введения ОС: а) – параллельный, б) – последовательный, в) – комбинированный.

Способ подачи ОС не зависит от способа снятия и наоборот. Таким образом, ОС может быть параллельной по способу снятия и последовательной по способу подачи или последовательной по способу снятия и комбинированной по способу подачи и так далее.

Отрицательная обратная связь (ООС), уменьшая коэффициент усиления, улучшает при этом основные качественные показатели усилителя: позволяет уменьшить линейные и нелинейные искажения, повысить стабильность параметров усилителя, снизить уровень помех, расширить динамический диапазон.

Положительная ОС (ПОС), увеличивая коэффициент усиления, может привести к ухудшению ряда показателей усилителя и нарушению устойчивости его работы. Поэтому в усилительных устройствах широкое распространение получила именно отрицательная обратная связь.

Количественной оценкой ОС является глубина обратной связи –  $F$ . Для отрицательной ОС (ООС) глубина может быть определена выражением

$$F = 1 + \beta K_E, \text{ или } F = 1 + \beta K^*, \quad (2.1)$$

где

$$\beta = \frac{U_{OC}}{U_{ВЫХ}} \quad (2.2)$$

– коэффициент передачи цепи ОС (или возвратное отношение);

$$K_E = K^* = \frac{U_{ВЫХ}}{E_{ИСТ}} \quad (2.3)$$

– сквозной коэффициент усиления по напряжению.

Произведение  $\beta K^*$ , представляющее собой коэффициент передачи напряжения вдоль разомкнутой петли ОС, называется петлевым усилением

$$T = \beta K^* = \frac{U_{OC}}{E_{ИСТ}}. \quad (2.4)$$

В этом случае глубина ОС определяется как

$$F = \frac{E_{ИСТ} + U_{OC}}{E_{ИСТ}}. \quad (2.5)$$

Если коэффициент передачи цепи ОС  $\beta$  является действительной величиной и не зависит от частоты, то ОС будет являться частотно–независимой (ЧНОС). Если же цепь ОС содержит реактивные элементы, то есть  $\beta$  имеет комплексный характер и зависит от частоты, то ОС называют частотно–зависимой (ЧЗОС).

Петля обратной связи при изменении частоты может вносить фазовые сдвиги. Поэтому обратная связь, отрицательная на одних частотах, может превратиться в положительную на других. Во избежание ошибок, ОС принято называть положительной или отрицательной по тому, какой она является на средних частотах рабочего диапазона, где фазовые сдвиги петли ОС практически отсутствуют.

При введении в усилитель отрицательной ОС сквозной коэффициент усиления ( $K^*$ ), нестабильность коэффициента усиления  $dK^*/K^*$ , коэффициент гармоник  $K_G$ , уровень собственных помех усилителя  $U_{П}$  уменьшаются в глубину ОС раз:

$$K_{OC}^* = \frac{K^*}{F}, \quad (2.6)$$

$$\left( \frac{dK^*}{K^*} \right)_{OC} = \frac{1}{F} \left( \frac{dK^*}{K^*} \right), \quad (2.7)$$

$$K_{\Gamma OC} \geq \frac{K_{\Gamma}}{F}, \quad (2.8)$$

$$U_{\Pi OC} = \frac{U_{\Pi}}{F}. \quad (2.9)$$

Коэффициент частотных искажений при ЧНОС:

$$M_{OC} = 1 + \frac{M - 1}{F}, \quad (2.10)$$

Изменение входных и выходных сопротивлений усилительного устройства при введении ООС зависят, соответственно, от способов подачи и снятия цепей ОС. Коэффициенты усиления по току и напряжению зависят от способов подачи ОС во входную цепь и не зависят от способа снятия:

$$R_{BX OC} = R_{BX} \cdot \frac{F_1(0)}{F_1(\infty)}; \quad (2.11)$$

$$R_{ВЫХ OC} = R_{ВЫХ} \frac{F_2(0)}{F_2(\infty)}; \quad (2.12)$$

$$K_{T OC} = \frac{K_T}{F_1(\infty)}; \quad (2.13)$$

$$K_{OC} = \frac{K}{F_1(0)}, \quad (2.14)$$

где  $F_1(0) = 1 + T_1(0)$  и  $F_1(\infty) = 1 + T_1(\infty)$  – глубины ОС при коротком замыкании сопротивления источника сигнала и холостого хода в цепи источника сигнала соответственно;  $F_2(0) = 1 + T_2(0)$  и  $F_2(\infty) = 1 + T_2(\infty)$  – глубины ОС при коротком замыкании сопротивления нагрузки и холостом ходе в ее цепи соответственно. Параметры  $T_1(0)$ ,  $T_1(\infty)$ ,  $T_2(0)$ ,  $T_2(\infty)$  приведены в таблице 1.

Таблица 1

$T_1(\infty) = 0; T_1(0) = T \cdot \frac{Z_{BX} + Z_{ИСТ}}{Z_{BX}}$	Для последовательной по способу подачи ОС
$T_1(0) = 0; T_1(\infty) = T \cdot \frac{Z_{BX} + Z_{ИСТ}}{Z_{ИСТ}}$	Для параллельной по способу подачи ОС
$T_2(\infty) = 0; T_2(0) = T \cdot \frac{Z_{ВЫХ} + Z_{H}}{Z_{ВЫХ}}$	Для последовательной по способу снятия (по току) ОС
$T_2(0) = 0; T_2(\infty) = T \cdot \frac{Z_{ВЫХ} + Z_{H}}{Z_{H}}$	Для параллельной по способу снятия (по напряжению) ОС

## 2.2 Примеры решения задач

**Пример 1.** В приведенной на рисунке 2.6 схеме усилителя с ООС найти петлевое усиление  $\beta K^*$  и глубину ООС  $F$ , если известно, что  $R_{ИСТ} = R_{ВХ} = 1 \text{ кОм}$ ,  $R1 = 3 \text{ кОм}$ ,  $R2 = 100 \text{ Ом}$ ,  $U_{ВЫХ} = 2 \text{ В}$ ,  $U_{ВХ} = 0.01 \text{ В}$ .

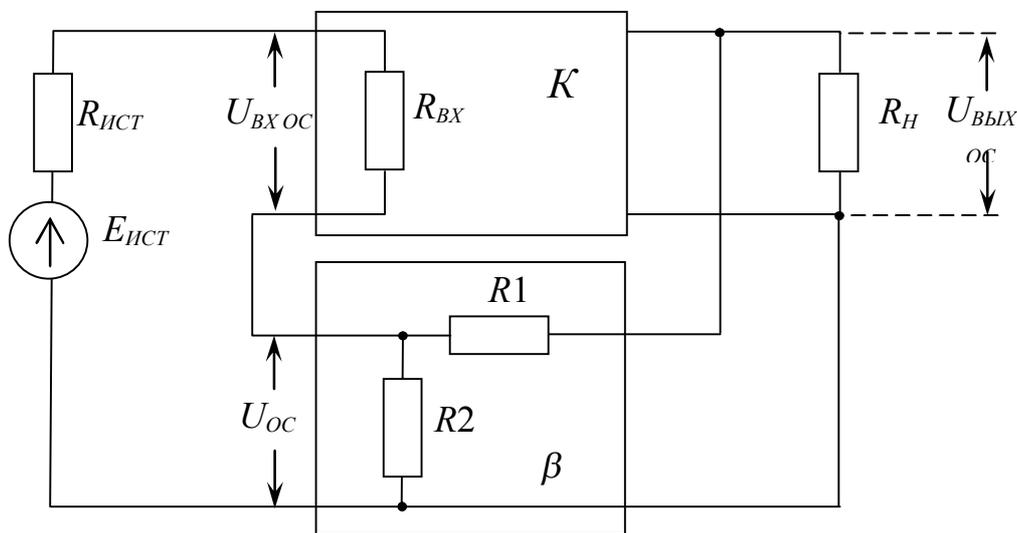


Рисунок 2.6

### Решение

1. Определяем коэффициент усиления по напряжению

$$K = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{2}{0,01} = 200$$

2. Находим сквозной коэффициент усиления:  $K^* = K \cdot K_{ВХ.Ц.}$ ,

$K_{ВХ.Ц.} = \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_{ИСТ}}$ , где  $K_{ВХ.Ц.}$  – коэффициент передачи входной цепи,

$$K^* = K \cdot \frac{R_{ВХ}}{R_{ВХ} + R_{ИСТ}} = 200 \cdot \frac{1 \cdot 10^3}{(1+1) \cdot 10^3} = 100.$$

3. Для расчета коэффициента передачи цепи ОС ( $\beta$ ) изображается эквивалентная схема цепи ОС (рисунок 2.7).

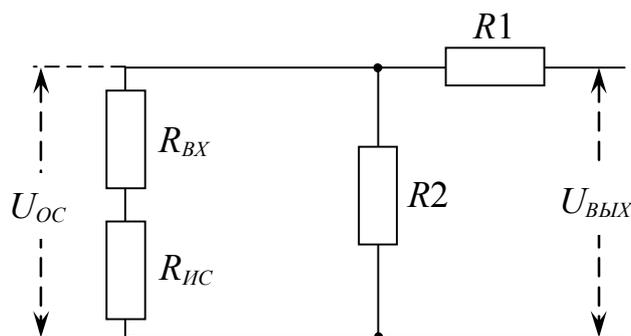


Рисунок 2.7

Заменяется  $R_{ВХ}$ ,  $R_{ИСТ}$  и  $R2$  на  $R_{ЭКВ}$ :

$$R_{ЭКВ} = \frac{(R_{ВХ} + R_{ИСТ}) \cdot R2}{R_{ВХ} + R_{ИСТ} + R2} = \frac{(1+1) \cdot 10^3 \cdot 100}{(1+1) \cdot 10^3 + 100} = 95,24.$$

Поскольку  $\beta = \frac{U_{ОС}}{U_{ВЫХ}}$ , находим напряжение  $U_{ОС}$ :  $U_{ОС} = \frac{U_{ВЫХ} \cdot R_{ЭКВ}}{R_{ЭКВ} + R1}$

$$\beta = \frac{R_{ЭКВ}}{R_{ЭКВ} + R1} = \frac{95,24}{95,24 + 3000} = 3,08 \cdot 10^{-2}.$$

4. Определяем петлевое усиление и глубину ОС:

$$\beta K^* = 3,08 \cdot 10^{-2} \cdot 100 = 3,08;$$

$$F = 1 + \beta K^* = 4,08.$$

Ответ: **Петлевое усиление  $\beta K^* = 3,08$ , глубина ООС  $F = 4,08$**

**Пример 2.** Найти значение выходного сопротивления усилителя после введения последовательной ООС, по напряжению, если известно, что без ООС выходное сопротивление усилителя  $R_{ВЫХ} = 200 \text{ Ом}$ ; сопротивление нагрузки  $8 \text{ Ом}$ ; ЭДС источника сигнала  $10 \text{ мВ}$ , напряжение ОС, вводимое во входную цепь усилителя,  $U_{ОС} = 9 \text{ мВ}$ .

Нарисовать структурную схему заданного усилителя, охваченного ООС.

**Решение**

1 Изобразим структурную схему заданного усилителя, охваченного ООС (рисунок 2.8).

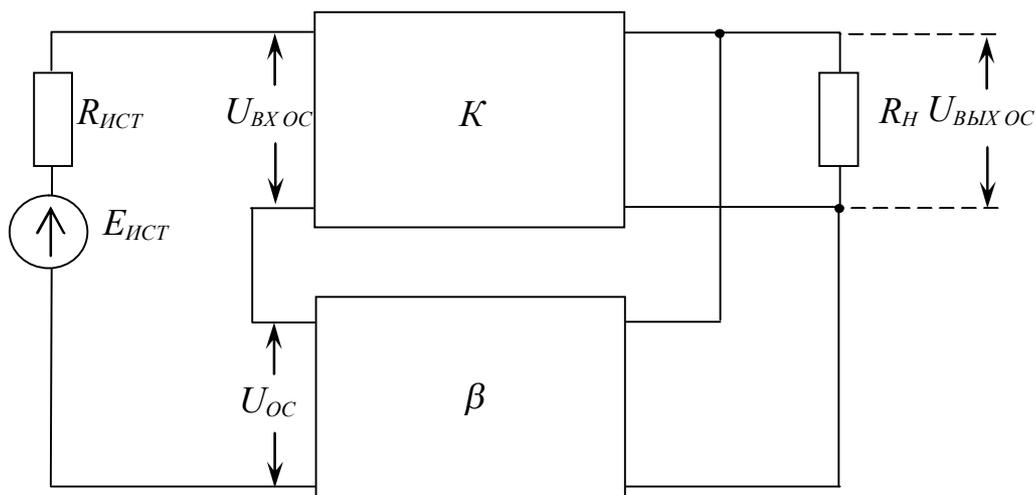


Рисунок 2.8

Проверим способы снятия и введения ООС, используя методы холостого хода и короткого замыкания. При замыкании нагрузки ООС исчезает, при

холостом ходе в цепи нагрузки ООС существует и даже увеличивается, следовательно, это ООС по напряжению. При холостом ходе в цепи источника сигнала напряжение  $U_{oc}$  не подается на вход усилителя, то есть ОС отсутствует, при коротком замыкании  $R_{ист}$  напряжение ОС подается на вход усилителя, следовательно, это последовательная по способу введения ОС.

2. Определим глубину ООС:

$$F = 1 + \beta K^* = 1 + \frac{U_{oc}}{E_{ист}} = 1 + \frac{9}{10} = 1,9.$$

3. Рассчитаем значение петлевого усиления:

$$\beta K^* = T = F - 1 = 1,9 - 1 = 0,9.$$

4. Найдем значение выходного сопротивления усилителя, охваченного ООС:

$$R_{вых\ OC} = R_{вых} \frac{F_2(0)}{F_2(\infty)};$$

$$F_2(0) = 1, \text{ так как } T_2(0) = 0;$$

$$F_2(\infty) = 1 + T \cdot \frac{R_{вых} + R_H}{R_H} = 1 + 0,9 \cdot \frac{200 + 8}{8} = 24,4;$$

$$R_{вых\ OC} = 200 \frac{1}{24,4} = 8,2.$$

**Ответ:** Выходное сопротивление усилителя, охваченного ООС, равно 8,2 Ом.

### 2.3 Вопросы и упражнения

2.3.1. Что такое обратная связь? Привести классификацию видов обратной связи.

2.3.2. Для чего вводится отрицательная обратная связь (ООС) в усилительные устройства? Какие недостатки имеет ООС?

2.3.3. Чем отличается положительная обратная связь (ПОС) от отрицательной? Почему ПОС крайне редко применяется при построении усилительных устройств?

2.3.4. Изобразить структурную схему усилительного устройства, охваченного последовательной по входу и параллельной по выходу ООС. Привести обоснование с использованием метода холостого хода и короткого замыкания.

2.3.5. Изобразить структурную схему усилительного устройства, охваченного параллельной по входу и комбинированной по выходу ООС. Привести обоснование с использованием метода холостого хода и короткого замыкания.

2.3.6. Пояснить, как зависит глубина последовательной и параллельной по способу подачи ООС от сопротивления источника сигнала усилителя.

- 2.3.7. Нарисовать структурную схему усилителя, охваченного ООС. Обратную связь следует ввести так, чтобы входное сопротивление усилителя не изменилось под воздействием ООС. Пояснить решение.
- 2.3.8. Нарисовать структурную схему усилителя, охваченного ООС. Обратная связь по способу снятия должна быть такой, чтобы выходное сопротивление усилителя не изменилось при ее введении. Привести доказательство.
- 2.3.9. Привести структурную схему усилительного устройства, охваченного ООС последовательной по способу подачи и параллельной по способу снятия. Пояснить, как изменится сквозной коэффициент усиления при введении ООС.
- 2.3.10. Доказать, что введение ООС уменьшает нелинейные искажения и собственные помехи усилительного устройства.
- 2.3.11. Пояснить, как изменится частотная характеристика усилителя, если его охватить частотно-независимой ООС.
- 2.3.12. Изобразить схему четырехполюсника ООС, которая обеспечит подъем нормированной частотной характеристики усилительного устройства, охваченного ООС, в области высоких частот. Пояснить, почему происходит изменение частотной характеристики.
- 2.3.13. Изобразить схему четырехполюсника ООС, которая обеспечит подъем нормированной частотной характеристики усилительного устройства, охваченного ООС, в области нижних частот. Пояснить, почему происходит изменение частотной характеристики.
- 2.3.14. Доказать, что введение в усилительное устройство ООС уменьшает нестабильность сквозного коэффициента усиления.
- 2.3.15. Как экспериментально определить глубину ООС при подключении цепи обратной связи?
- 2.3.16. Как применить метод холостого хода и короткого замыкания для определения способа снятия и подачи обратной связи? Привести примеры.
- 2.3.17. Нарисовать, как изменится сквозная амплитудная характеристика усилителя (Скв.АХ) при введении отрицательной обратной связи, если глубина ООС  $F = 6$  дБ. Как изменятся при этом параметры усилителя, которые можно определить по Скв.АХ?
- 2.3.18. Причины самовозбуждения. Изобразить АФЧХ петлевого усиления при разомкнутой петле обратной связи. Как применить критерий Найквиста для анализа устойчивости усилителя с обратной связью? Какие меры можно применить для повышения устойчивости?
- 2.3.19. Может ли произойти самовозбуждение усилителя при введении ООС? Обосновать ответ.
- 2.3.20. Найти нестабильность сквозного коэффициента усиления усилителя без ООС, если известно, что при введении ООС нестабильность равнялась

2%, ЭДС источника сигнала равна 6 мВ. Цепь ООС подключена ко входу последовательно. Напряжение во входной цепи усилителя равно 3 мВ. Нарисовать структурную схему заданного усилителя, охваченного ООС.

2.3.21. Определить глубину параллельной по входу и выходу ООС, если вход и выход усилительного устройства (УУ) соединены резистором 90 кОм, сопротивление источника сигнала равно 15 кОм, входное сопротивление усилителя без ОС 30 кОм, сквозной коэффициент усиления усилителя без ОС 40 дБ.

2.3.22. Нарисовать структурную схему заданного усилителя, охваченного ООС.

2.3.23. Найти коэффициент гармоник усилителя с ООС, если известно, что в усилитель введена ООС глубиной 20 дБ, а коэффициент гармоник усилителя без ОС составляет 5%.

2.3.24. Найти значение выходного сопротивления усилителя после введения последовательной по способу снятия и подачи ООС, если известно, что без ООС выходное сопротивление усилителя  $R_{ВЫХ} = 300 \text{ Ом}$ , сопротивление нагрузки  $R_H = 16 \text{ Ом}$ , ЭДС источника сигнала 12 мВ, напряжение ОС, вводимое во входную цепь,  $U_{ОС} = 6 \text{ мВ}$ . Нарисовать структурную схему заданного усилителя, охваченного ООС.

2.3.25. Определить входное сопротивление усилительного устройства с последовательной по способу подачи ООС для области средних частот, если глубина ООС равна 10. При отсутствии ООС входное сопротивление усилителя  $R_{ВХ} = 4 \text{ кОм}$ . Внутреннее сопротивление источника сигнала равно входному сопротивлению усилителя. Нарисовать структурную схему усилителя с обратной связью.

2.3.26. Усилительное устройство (УУ) без ООС имеет значение сквозных коэффициентов усиления на средней частоте  $K_{fcp}^* = 70$ , на нижней частоте  $K_{fn}^* = 60$ , на верхней частоте  $K_{fv}^* = 70$ . Найти, чему будут равны значения этих же коэффициентов усиления при введении в УУ частотнонезависимой ООС, если ее глубина на средней частоте диапазона  $F = 4$ . Определить коэффициенты частотных искажений на нижней и верхней частотах диапазона для УУ без ООС и с ООС.

2.3.27. Найти коэффициент гармоник  $K_G$  усилителя при введении ООС, если известно, что до введения ОС усилитель имел коэффициент усиления  $K = 80$ , амплитуды выходных напряжений первой, второй и третьей гармоники соответственно 150 мВ, 15 мВ, 10 мВ, входное сопротивление 3 кОм и сопротивление источника сигнала 10 кОм. ООС параллельная по входу и выходу реализована за счет резистора  $R_{ОС} = 40 \text{ кОм}$ , соединяющего выход усилителя с входом. Нарисовать структурную схему данного усилителя, охваченного ООС.

2.3.28. Найти нестабильность сквозного коэффициента усиления усилителя с последовательной ООС по входу, если известно, что напряжение источника

сигнала  $60 \text{ мВ}$ , напряжение ООС  $30 \text{ мВ}$ , сквозной коэффициент усилителя без ООС изменялся от 100 до 150. Нарисовать структурную схему заданного усилителя, охваченного ООС.

2.3.29. Определить глубину параллельной по входу и выходу ООС, если вход и выход УУ соединены резистором  $80 \text{ кОм}$ , сопротивление источника сигнала равно  $30 \text{ кОм}$ , входное сопротивление усилителя без ООС –  $40 \text{ кОм}$ , коэффициент усиления по напряжению усилителя без ОС составлял  $60 \text{ дБ}$ . Нарисовать структурную схему заданного усилителя, охваченного ООС.

2.3.30. Найти коэффициент гармоник усилителя с ООС, если известно, что до введения последовательной по входу отрицательной обратной связи амплитуды выходного напряжения второй и третьей гармоник составляли  $40 \text{ мВ}$  и  $10 \text{ мВ}$ , а первой гармоники –  $400 \text{ мВ}$ . Напряжение ООС, введенное по входную цепь,  $U_{OC} = 4 \text{ мВ}$ , ЭДС источника сигнала  $U_{ист} = 8 \text{ мВ}$ . Нарисовать структурную схему заданного усилителя, охваченного ООС.

2.3.31. Определить входное сопротивление усилительного устройства с ООС при параллельном подключении цепи ООС к входу. Глубина ООС равна 5. Без ООС усилитель имеет входное сопротивление  $5 \text{ кОм}$ , сопротивление источника сигнала  $30 \text{ кОм}$ . Нарисовать структурную схему заданного усилителя, охваченного ООС.

2.3.32. Усилительное устройство (УУ) без ООС имеет значение сквозных коэффициентов усиления на средней частоте  $K_{fcp}^* = 80$ , на нижней  $K_{fn}^* = 60$ , на верхней  $K_{fv}^* = 50$ . Определить значение этих же коэффициентов усиления при введении в УУ частотно-независимой ООС, если ее глубина на нижней частоте диапазона равна 5. Построить нормированные частотные характеристики для УУ без ООС и с ООС.

2.3.33. До введения ООС выходной сигнал содержал первую, вторую и третью гармоники с амплитудами  $500 \text{ мВ}$ ,  $100 \text{ мВ}$  и  $50 \text{ мВ}$  соответственно. В схему усилителя ввели ООС глубиной 5, а входной сигнал (первую гармонику) увеличили в глубину ООС раз. Нарисовать форму выходного сигнала усилителя без ООС и при введении ООС.

2.3.34. Определить сквозной коэффициент усиления по напряжению и входное сопротивление усилительного устройства с ООС при последовательном включении цепи ООС к входу. Глубина ООС равна 9. Без ООС усилитель имеет входное сопротивление  $3 \text{ кОм}$ , коэффициент усиления по напряжению 150. Сопротивление источника сигнала  $27 \text{ кОм}$ . Нарисовать структурную схему заданного усилителя, охваченного ООС.

2.3.35. Усилительное устройство имеет на граничных частотах рабочего диапазона коэффициенты частотных искажений  $M_H = 3 \text{ дБ}$  и  $M_B = 4 \text{ дБ}$ . Найти значение этих же коэффициентов, если УУ охвачено частотно-независимой ООС с глубиной  $F = 6$ .

2.3.36. Глубина последовательной по входу и параллельной по выходу ООС  $F=10$ . Найти коэффициент передачи напряжения цепи ООС  $\beta$ , если известно,

что без ОС выходное напряжение усилителя  $U_{ВЫХ} = 800 \text{ мВ}$ , при  $U_{ВХ} = 4 \text{ мВ}$ , а коэффициент передачи входной цепи  $K_{ВХ.Ц.} = 0,5$ . Нарисовать структурную схему заданного усилителя, охваченного ООС.

2.3.37. Параллельная по способу снятия и подачи ООС осуществляется через резистор  $R_{ОС}$ , соединяющий вход и выход усилительного устройства. Найти нестабильность коэффициента усиления усилителя, если известно, что до введения ООС нестабильность равнялась 9 %. Известно, что значение  $R_{ОС} = 30 \text{ кОм}$ , значение входного сопротивления усилительного устройства без учета ООС  $R_{ВХ} = 3 \text{ кОм}$ ,  $R_{ИСТ} = 3 \text{ кОм}$ , номинальное значение коэффициента усиления без ООС  $K = 150$ . Нарисовать структурную схему заданного усилителя ООС.

2.3.38. Определить глубину ООС и сквозной коэффициент усиления усилителя с обратной связью и без нее, если известны значения ЭДС источника сигнала  $U_{ИСТ} = 10 \text{ мВ}$ , значение напряжения ОС  $U_{ОС} = 8 \text{ мВ}$ , введенной во входную цепь последовательно и значение выходного напряжения  $U_{ВЫХ.ОС} = 2 \text{ В}$  при введенной ООС. Нарисовать структурную схему заданного усилителя, охваченного ООС.

2.3.39. Определить глубину параллельной по входу и выходу ООС, если вход и выход УУ соединены резистором  $R_{ОС} = 60 \text{ кОм}$ , сопротивление источника сигнала  $R_{ИСТ} = 20 \text{ кОм}$ , входное сопротивление усилителя без ОС  $R_{ВХ} = 40 \text{ кОм}$ , коэффициент усиления по напряжению без ОС  $F = 40 \text{ дБ}$ . Нарисовать структурную схему заданного усилителя, охваченного ООС.

2.3.40. Определить глубину ООС и сквозной коэффициент усиления усилителя с ООС, если известны значения ЭДС источника сигнала  $U_{ИСТ} = 15 \text{ мВ}$ , напряжения ОС  $U_{ОС} = 9 \text{ мВ}$ , введенной во входную цепь последовательно, и значение сквозного коэффициента усиления без ООС  $K^* = 300$ . Нарисовать структурную схему заданного усилителя, охваченного ООС.

2.3.41. Найти нестабильность сквозного коэффициента усиления усилителя с ООС, если известно, что до введения ОС нестабильность равнялась 8%, ЭДС источника сигнала равна 5 мВ, напряжение последовательной по входу ОС равно 2,5 мВ. Нарисовать структурную схему заданного усилителя, охваченного ООС.

2.3.42. Усилительное устройство, имеющее входное сопротивление  $R_{ВХ} = 2 \text{ кОм}$ , следует охватить ООС такой глубины, которая бы увеличила  $R_{ВХ}$  до 10 кОм. Изобразить структурную схему устройства с ООС. Определить значение глубины ООС, если известно, что сопротивление источника сигнала  $R_{ИСТ} = 1 \text{ кОм}$ .

2.3.43. Усилительное устройство, имеющее выходное сопротивление  $R_{ВЫХ} = 1 \text{ кОм}$ , следует охватить ООС такой глубины, которая бы уменьшила выходное сопротивление до 100 Ом. Изобразить структурную схему устройства с ООС. Определить значение требуемой глубины ООС  $F$ , если известно, что сопротивление нагрузки  $R_{Н} = 100 \text{ Ом}$ .

2.3.44. В схеме усилительного устройства с ООС (рисунок 2.9) определить, каким должно быть значение резистора  $R1$ , чтобы глубина ООС была равна 8. Известно, что  $R_{ист} = 2,5 \text{ кОм}$ ,  $R_{вх} = 1,8 \text{ кОм}$ ,  $R2 = 180 \text{ Ом}$ ,  $U_{вх} = 0,03 \text{ В}$ ,  $U_{вых} = 3 \text{ В}$ .

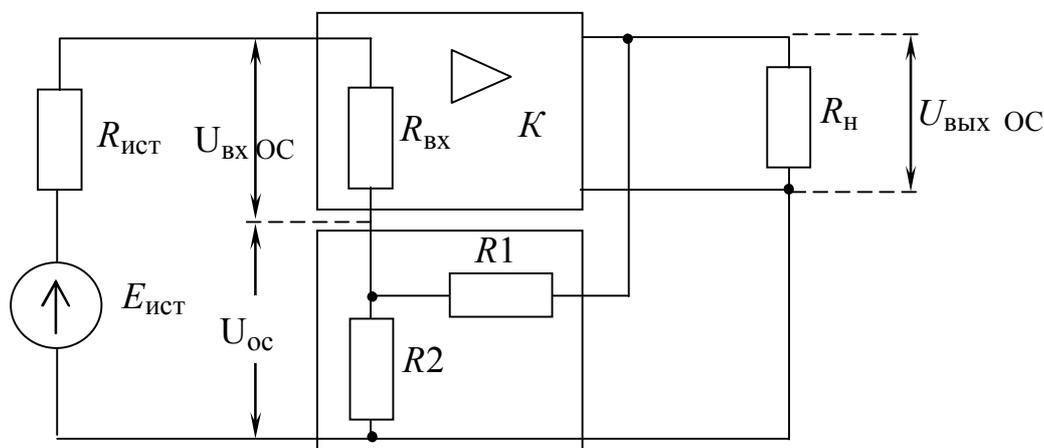


Рисунок 2.9

2.3.45. В схеме усилителя с ООС (рисунок 2.9) определить коэффициент передачи 4-х полюсника ООС  $\beta$ , петлевое усиление  $\beta \cdot K^*$ , глубину ООС  $F$ ,  $U_{вхОС}$ ,  $R_{вхОС}$ ,  $R_{выхОС}$ ,  $(dK^*/K^*)_{ос}$ ,  $K_{Г\text{ ОС}}$ , если известно, что  $R_{ист} = R_{вх} = 2 \text{ кОм}$ ,  $R1 = 10 \text{ кОм}$ ,  $R2 = 100 \text{ Ом}$ ,  $R_{вых} = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_н = 100 \text{ Ом}$ ,  $U_{вх} = 0,05 \text{ В}$ ,  $U_{вых} = 5 \text{ В}$ ,  $K_{Г} = 1\%$ ,  $(dK^*/K^*) = 0,5\%$ .

2.3.46. Изобразить структурную схему двухкаскадного усилителя, охваченного последовательной по входу и параллельной по выходу ООС. Найти коэффициент передачи напряжения цепи ООС  $\beta$ , петлевое усиление  $\beta K^*$  и глубину ООС, если известно, что коэффициент усиления по напряжению каскадов  $K_1 = K_2 = 10$ , входное сопротивление усилителя  $R_{вх} = 1 \text{ кОм}$ , внутреннее сопротивление источника сигнала  $R_{ист} = 1,2 \text{ кОм}$ , значение резисторов делителя 4-х полюсника ОС  $R_1 = 1000 \text{ Ом}$ ,  $R_2 = 1000 \text{ Ом}$ .

2.3.47. Изобразить структурную схему усилителя с последовательной по входу и параллельной по выходу обратной связью. Найти коэффициент передачи напряжения цепи обратной связи  $\beta$ , сквозной коэффициент усиления усилителя без и с обратной связью, входное и выходное сопротивления усилителя с обратной связью  $R_{вхос}$ ,  $R_{выхос}$ , коэффициент гармоник и нестабильность коэффициента усиления с обратной связью, если известно, что  $F = 10$ ,  $U_{вых} = 800 \text{ мВ}$ ,  $U_{вх} = 4 \text{ мВ}$ ,  $R_{ист} = R_{вх} = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_{вых} = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_н = 100 \text{ Ом}$ ,  $K_{Г} = 3\%$ ,  $(dK^*/K^*) = 0,5\%$ .

2.3.48. Определить глубину ООС, если до введения ОС  $K_{fcp}^* = 40 \text{ дБ}$ ;  $U_{ист} = 10 \text{ мВ}$ ;  $U_{вых\text{ фн}} = 0,8 \text{ В}$ , а после введения ОС коэффициент частотных искажений составил  $M_{НОС} = 1,05$ .

2.3.49. В схеме усилителя (рисунок 2.10) определить петлевое усиление, глубину обратной связи, входные и выходные сопротивления, нестабильность коэффициента усиления и коэффициент гармоник с обратной связью если известно, что  $R_{ист} = R_{вх} = 10 \text{ кОм}$ ,  $R_{ос} = 50 \text{ кОм}$ ,  $U_{вх} = 0,05 \text{ В}$ ,  $U_{вых} = 3 \text{ В}$ ,  $R_н =$

10 Ом,  $R_{ВЫХ} = 100$  Ом. Коэффициент гармоник без обратной связи  $K_{Г} = 5\%$ , нестабильность коэффициента усиления без обратной связи  $(dK^*/K^*) = 1\%$ .

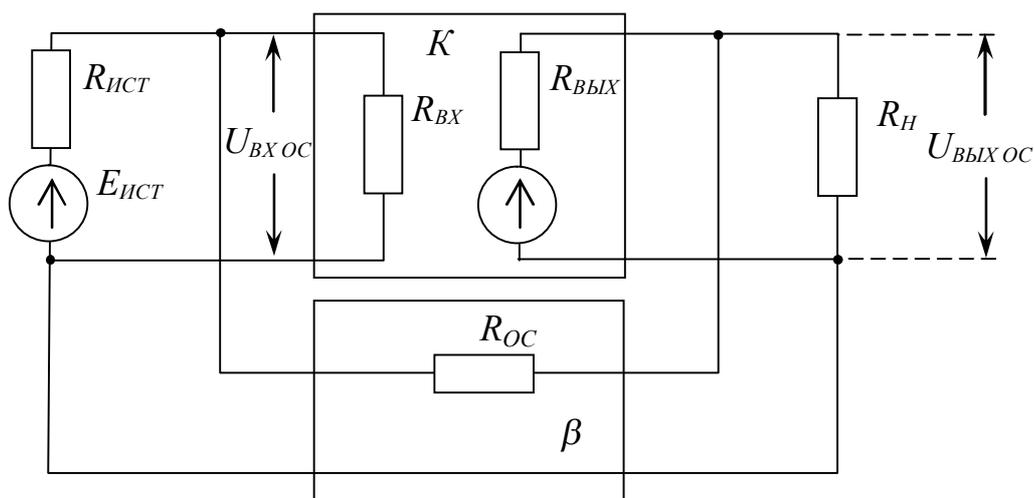


Рисунок 2.10

2.3.50. Усилительное устройство, имеющее коэффициент гармоник 4%, следует охватить отрицательной обратной связью такой глубины, чтобы нелинейные искажения уменьшились до 1%. Следует найти необходимое значение  $R_{ОС}$  (рисунок 2.8), если известно, что  $R_{ИСТ} = R_{ВХ} = 3$  кОм,  $U_{ВХ} = 0,05$  В,  $U_{ВЫХ} = 3$  В.

2.3.51. В структурной схеме усилительного устройства, охваченного ООС (рисунок 2.8), определить значение параметров усилителя:  $R_{вхОС}$ ,  $K_{Г ОС}$ ,  $R_{выхОС}$ ,  $M_{нос}$ ,  $(dK^*/K^*)_{ОС}$ , если известно, что  $R_{ИСТ} = 5$  кОм,  $R_{ОС} = 30$  кОм,  $R_{Н} = 16$  Ом,  $U_{ВХ} = 0,03$  В,  $U_{ВЫХ} = 4$  В, значения параметров до введения ООС  $R_{ВХ} = 2,5$  кОм,  $R_{ВЫХ} = 50$  Ом,  $K_{Г} = 3\%$ ,  $(dK^*/K^*) = 2\%$ ,  $M_{Н} = 4$  дБ.

2.3.52. Изобразить структурную схему 2-х каскадного усилителя, охваченного ООС, параллельной по выходу и последовательной по входу. Найти значение параметров этой схемы при введении обратной связи:  $R_{вх ОС}$ ,  $R_{вых ОС}$ ,  $M_{Н ОС}$ ,  $(dK^*/K^*)_{ОС}$ ,  $K_{Г ОС}$ , если известно, что коэффициент усиления по напряжению каскадов  $K_1 = 10$ ,  $K_2 = 15$ , сопротивление источника  $R_{ИСТ} = 2$  кОм, 4х-полюсник ООС построен по схеме 2.7 с резисторами  $R_1 = 3000$  Ом,  $R_2 = 150$  Ом, сопротивление нагрузки  $R_{Н} = 4$  Ом. Значения параметров схемы без ОС:  $R_{ВХ} = 1$  кОм,  $R_{ВЫХ} = 1$  кОм,  $K_{Г} = 2\%$ ,  $(dK^*/K^*) = 1,5\%$ ,  $M_{Н} = 2$  дБ.

2.3.53. Используя комбинированный способ подачи ОС, обеспечить согласование усилителя с источником сигнала, если до введения ООС входное сопротивление составляло  $R_{вх} = 2$  кОм, сопротивление источника  $R_{ИСТ} = 600$  Ом. Изобразить структурную схему усилителя с ОС. Каким должно быть значение петлевого усиления в режиме короткого замыкания источника  $T_1(0)$  для обеспечения режима согласования, если глубина ООС в режиме холостого хода составляет  $F_1(\infty) = 20$  дБ?

2.3.54. Коэффициент передачи 3-х каскадного усилителя с местной ООС во втором каскаде (рисунок 2.11)  $K_{ОБЩ} = 80$  дБ. Каким был коэффициент усиления второго каскада до введения ОС, если  $K_1 = 20$ ;  $K_3 = 50$ ;  $\beta = 0,09$ .

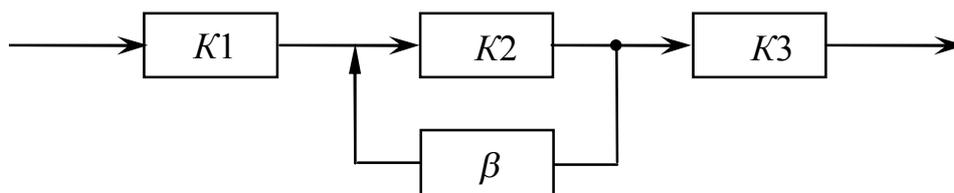


Рисунок 2.11

2.3.55. Для схемы, изображенной на рисунке 2.12, определить, как может измениться частотная характеристика усилителя с ООС  $K_{OC}^*(f)$ , если до введения ОС усилитель имел граничные частоты (на уровне  $M = 3$  дБ)  $f_H = 100$  Гц ;  $f_B = 10$  кГц,  $R = 3$  кОм. Изобразить (качественно) вид амплитудно-частотных характеристик и объяснить их форму, если ёмкость конденсатора в цепи ОС составляет: а)  $C = 1000$  мкФ; б)  $C = 1$  мкФ ; в)  $C = 10$  нФ.

2.3.56. Определить, какой коэффициент частотных искажений на нижней частоте  $M_H$  имел усилитель до введения обратной связи, если после введения ООС он составил  $M_{H OC} = 1,04$ ; коэффициент обратной связи  $\beta = 0,09$ ; сквозной коэффициент усиления с учетом ООС на средних частотах составил  $K_{OC}^* = 20$  дБ.

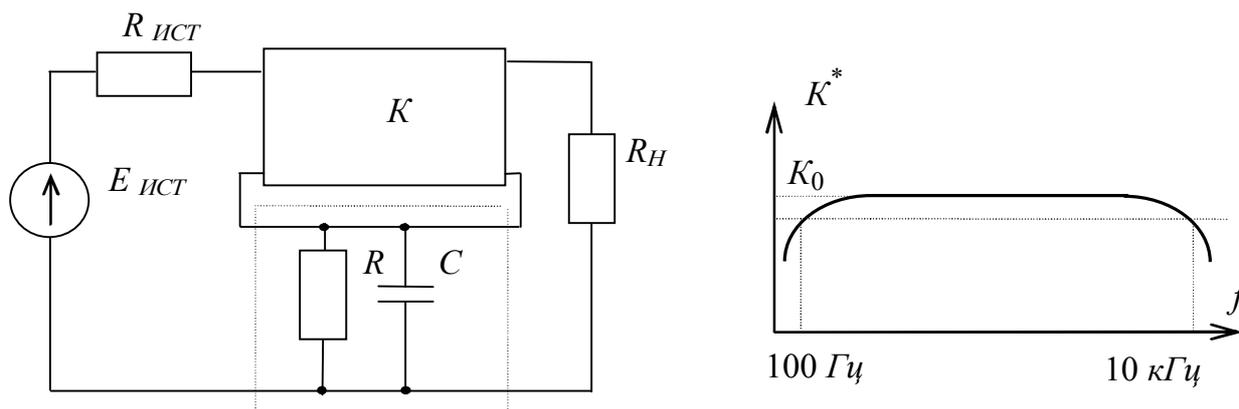


Рисунок 2.12

2.3.57. Определить коэффициент гармоник в усилителе с ОС ( $K_{Г OC}$ ), если до введения ОС  $K_{Г2} = 4\%$ ;  $U_{m3} = 60$  мВ;  $I_{m1} = 1$  мА;  $R_H = 2$  кОм;  $F = 26$  дБ.

2.3.58. Для схемы, изображенной на рисунке 2.13 определить способ снятия и подачи ОС. Как могут измениться входное и выходное сопротивление усилителя при данном способе подключения цепи обратной связи?

2.3.59. Для схемы, изображенной на рисунке 2.14, определить способ снятия и подачи ОС. Как могут измениться входное и выходное сопротивление усилителя при данном способе подключения цепи обратной связи?

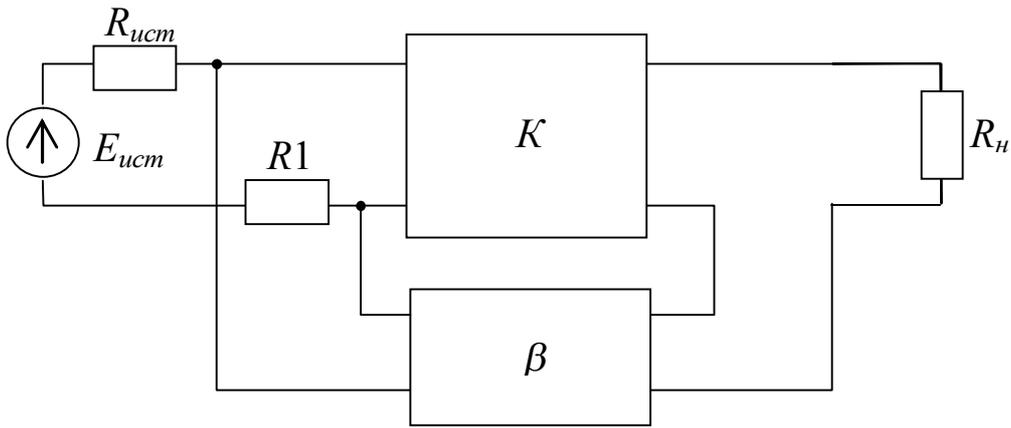


Рисунок 2.13

2.3.60. Для схемы, изображенной на рисунке 2.14, изобразить амплитудно-частотную характеристику усилителя с частотно-зависимой обратной связью. Обосновать ответ.

2.3.61. Для схемы, изображенной на рисунке 2.15, изобразить амплитудно-частотную характеристику усилителя с частотно-зависимой обратной связью. Обосновать ответ.

2.3.62. Для схемы, изображенной на рисунке 2.16, изобразить амплитудно-частотную характеристику усилителя с частотно-зависимой обратной связью. Обосновать ответ.

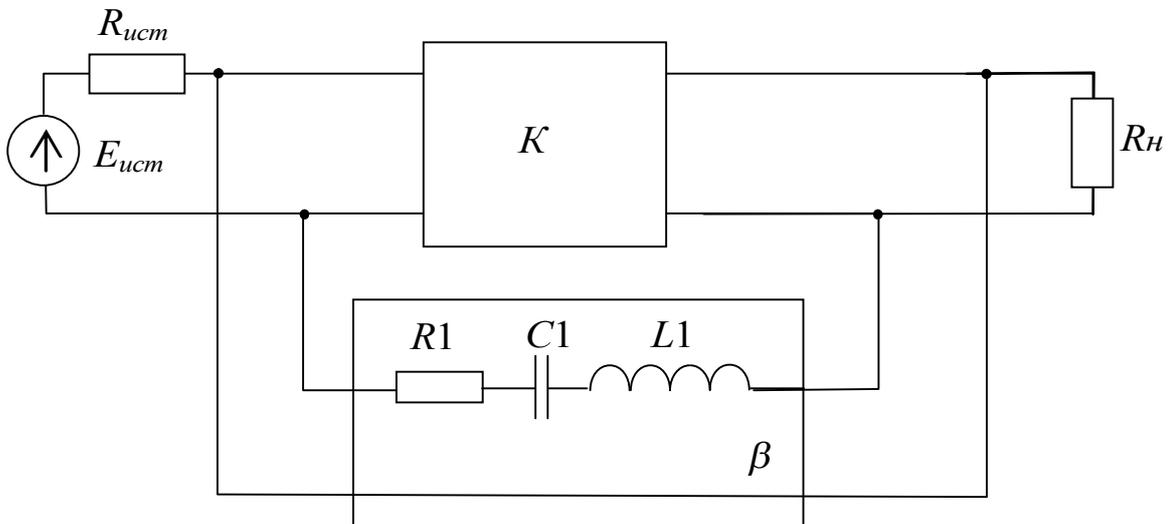


Рисунок 2.14

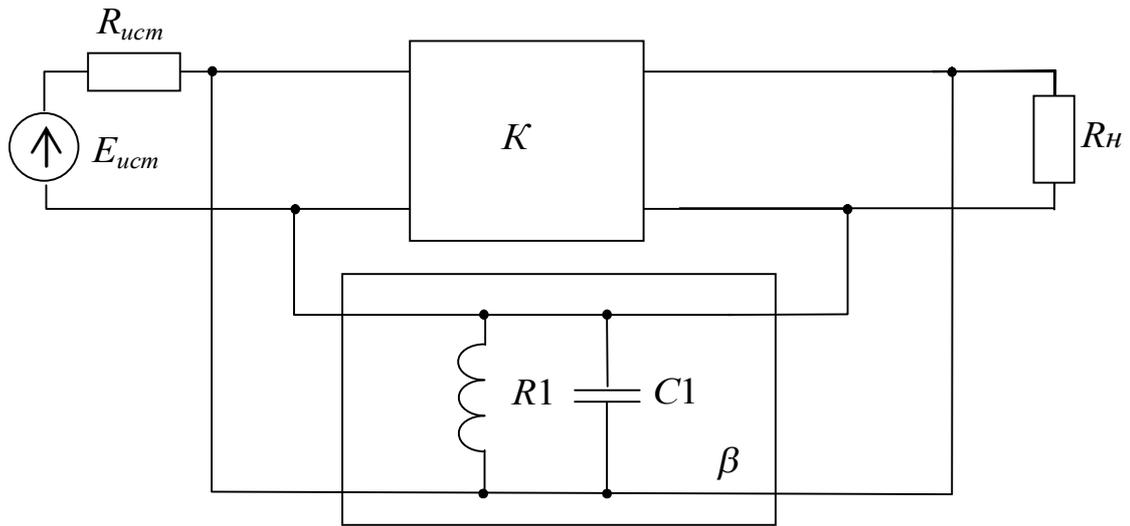


Рисунок 2.15

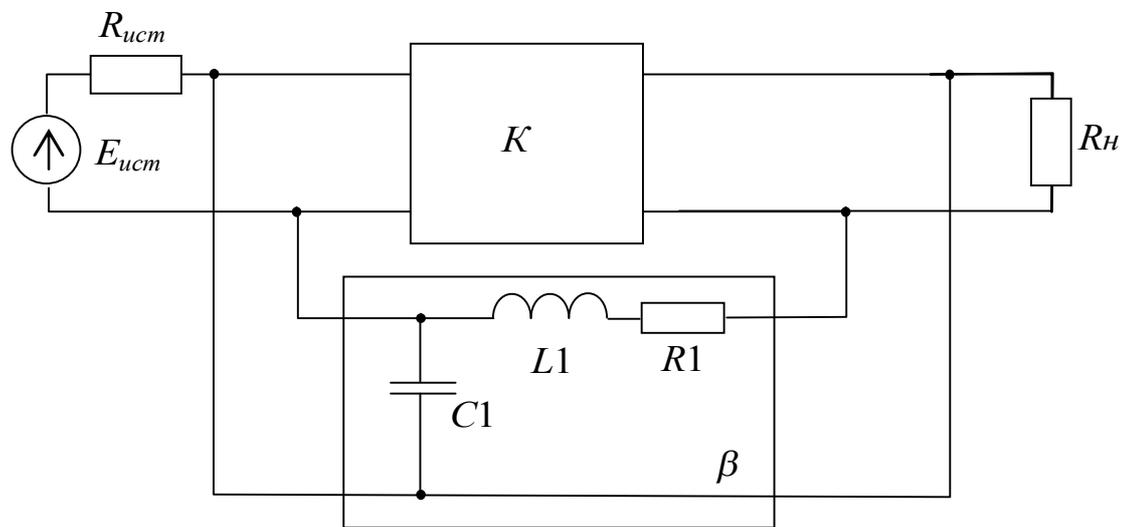


Рисунок 2.16

### 3 ОБЕСПЕЧЕНИЕ РЕЖИМОВ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ НА ТРАНЗИСТОРАХ

#### 3.1 Краткие теоретические сведения

Для усиления мощности входного сигнала используется энергия источника питания, напряжение которого подведено к усилительному элементу (УЭ). Способ подачи питания зависит от того, какие напряжения и токи необходимо обеспечить на электродах транзистора, то есть от выбранного *режима работы усилительного элемента*.

Различают 4 основных типа режимов работы [1-5]: «А», «В», «С» и «D». Выбор наиболее подходящего режима выбирают в зависимости от конкретной технической задачи и заданных качественных показателей. При построении предварительных и выходных каскадов усиления на биполярных транзисторах (БТ) чаще всего используются режимы «А» и «В».

**Режим «А»** применяют, как правило, в каскадах предварительного усиления, а также предвыходных и выходных каскадах при мощности в нагрузке  $P_n \leq 0,5 - 1,5 \text{ Вт}$ . Этот режим характерен тем, что транзистор будет находиться в открытом состоянии при любом значении напряжения, поступающего на вход УЭ от источника сигнала. Таким образом, через переходы транзистора ( $\delta - \varepsilon$ ,  $\kappa - \varepsilon$ ) будут протекать токи в течение всего периода сигнала переменного тока, и даже в его отсутствие. На рисунке 3.1. (а, б) показаны потенциалы напряжения, которое необходимо подать на электроды биполярного транзисторов типа  $p - n - p$  и  $n - p - n$  (направление постоянного тока указывает стрелка эмиттера).

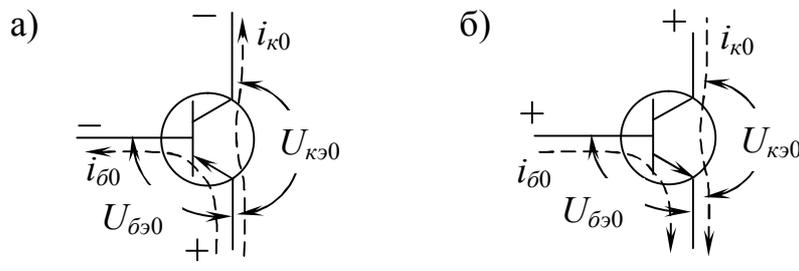


Рисунок 3.1.

При этом обеспечиваются минимальные нелинейные искажения, но коэффициент полезного действия невысок. Теоретически КПД в режиме «А» не превышает 50%:

$$\eta = \frac{P_{om\partial}}{P_0} = \frac{U_{mk} I_{mk}}{2U_{k0} I_{k0}} = \frac{\xi \psi}{2}, \text{ при } \xi = \psi = 1 \quad \eta = 0,5 \text{ (50\%)}$$

где  $P_{om\partial}$  – полезная мощность, отдаваемая транзистором в нагрузку;

$P_0$  - мощность, потребляемая транзистором от источника питания;

$\xi = U_{mk} / U_{k0}$  – коэффициент использования транзистора по напряжению;

$\psi = I_{mk} / i_{k0}$  - коэффициент использования транзистора по току.

В реальных каскадах с резисторно-емкостной связью, работающих в режиме «А», КПД составляет не более 10 – 20 %

На рисунке 3.2 (а) изображена характеристика прямой передачи биполярного транзистора, на которой показан типовой режим работы «А». Из рисунка видно, что между входным и выходным параметром существует линейная зависимость, при которой форма выходного сигнала не изменяется по отношению к сигналу на входе.

Необходимо отметить, что при любом режиме работы постоянный и переменный ток через переход «б – к» будет отсутствовать, поскольку к этому переходу приложено обратное напряжение.

Режим работы на характеристиках транзистора изображают в виде точки с координатами  $(i_{k0}, U_{кэ0})$  на семействе выходных статических характеристик  $(i_{б0}, U_{бэ0}$  – на входной статической характеристике), которую называют рабочей точкой (РТ) или точкой покоя (РТ), поскольку она показывает токи и напряжения на электродах транзистора в отсутствие входного сигнала. В режиме «А» РТ будет находиться в середине линейного участка сквозной динамической характеристики, что обеспечивается подачей во входную цепь УЭ необходимого смещения. Уровень входного сигнала выбирается таким образом, чтобы при усилении не использовались нелинейные участки характеристики транзистора, обусловленные режимами насыщения или отсечки.

На рисунке 3.2 (б) показано положение РТ для режима «А» на семействе выходных статических характеристик транзистора. Через РТ проходит нагрузочная прямая по постоянному току, которая показывает взаимосвязь между выходным током и выходным напряжением, и строится по уравнению Кирхгофа для выходной цепи каскада для заданного сопротивления нагрузки по постоянному току.

В режиме «В» РТ выбирается на нижнем конце проходной или сквозной динамической характеристики при напряжении смещения, близком нулю (идеальный режим «В») или при подаче небольшого смещения (реальный режим «В» или режим «АВ»). В этом случае выходной ток УЭ протекает в течение половины периода сигнала, что приводит к большим нелинейным искажениям. При усилении гармонических сигналов режим «В» можно применять только в двухтактных каскадах, в которых используются транзисторы разного типа проводимости, усиливающие поочередно сигналы положительной и отрицательной полярности.

На рисунке 3.5 показано положение РТ для режима «В» на семействе выходных статических характеристик транзистора.

Коэффициент полезного действия в режиме «В» значительно больше, чем в режиме «А», поскольку постоянные токи в отсутствие сигнала близки к нулю, а выходной ток через транзистор протекает только в течение одного полупериода, что ведет к снижению потребляемой мощности. Теоретически (при 100% – ном использовании характеристик транзистора) КПД в режиме «В» достигает 78,5%:

$$\eta = \frac{P_{омд}}{P_0} = \frac{U_{mk} I_{mk}}{2i_{вых.ср} E_n} = \frac{\pi U_{mk} I_{mk}}{4i_{к.мах} E_n} = \frac{\pi}{4} = 0,785 \text{ (78,5\%)},$$

В силу своей экономичности режим «В» применяют в мощных выходных двухтактных каскадах усиления гармонических сигналов.

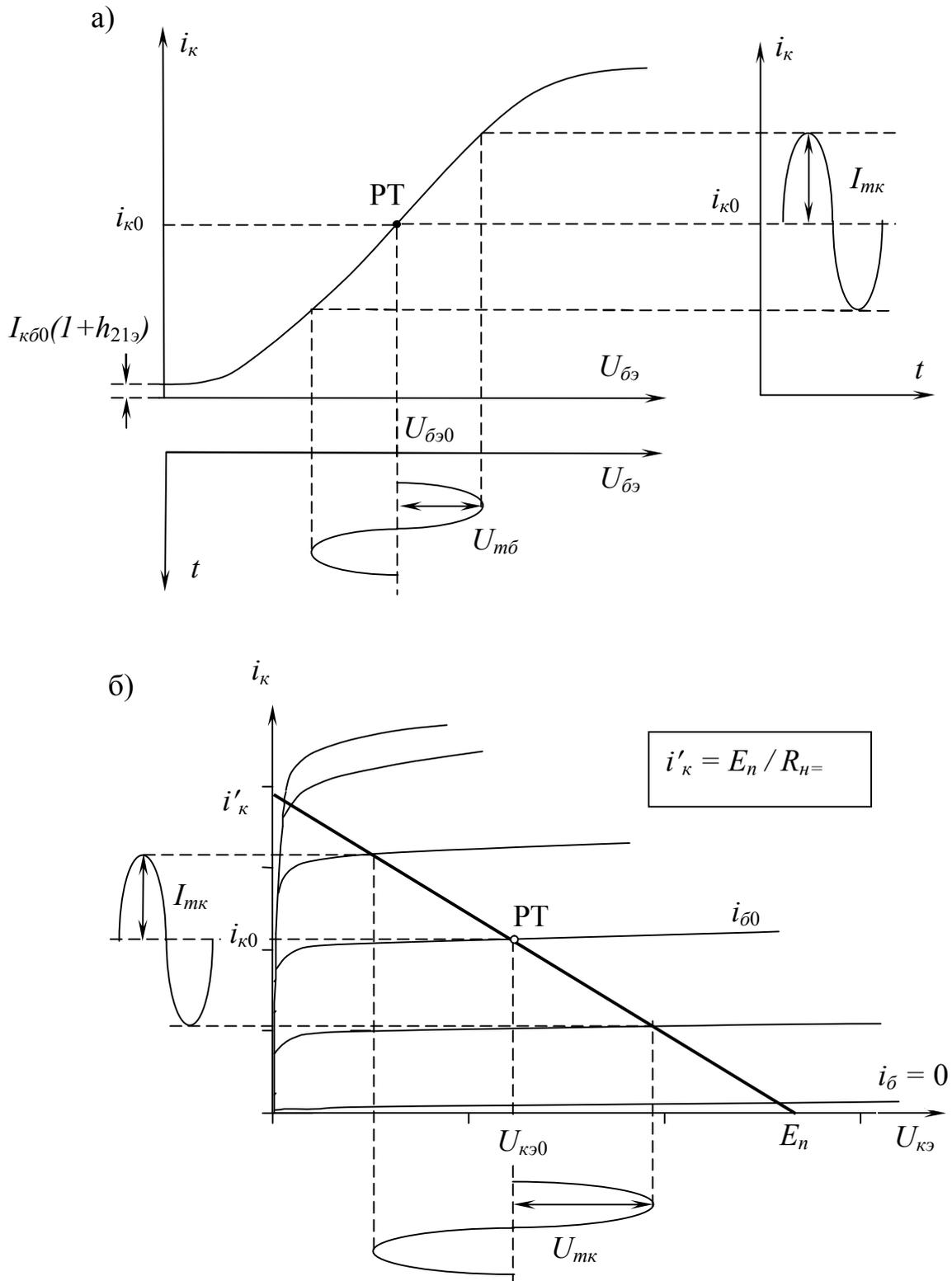


Рисунок 3.2 – Положение точки покоя в режиме «А» на характеристике прямой передачи (а) и семействе выходных статических характеристик (б)

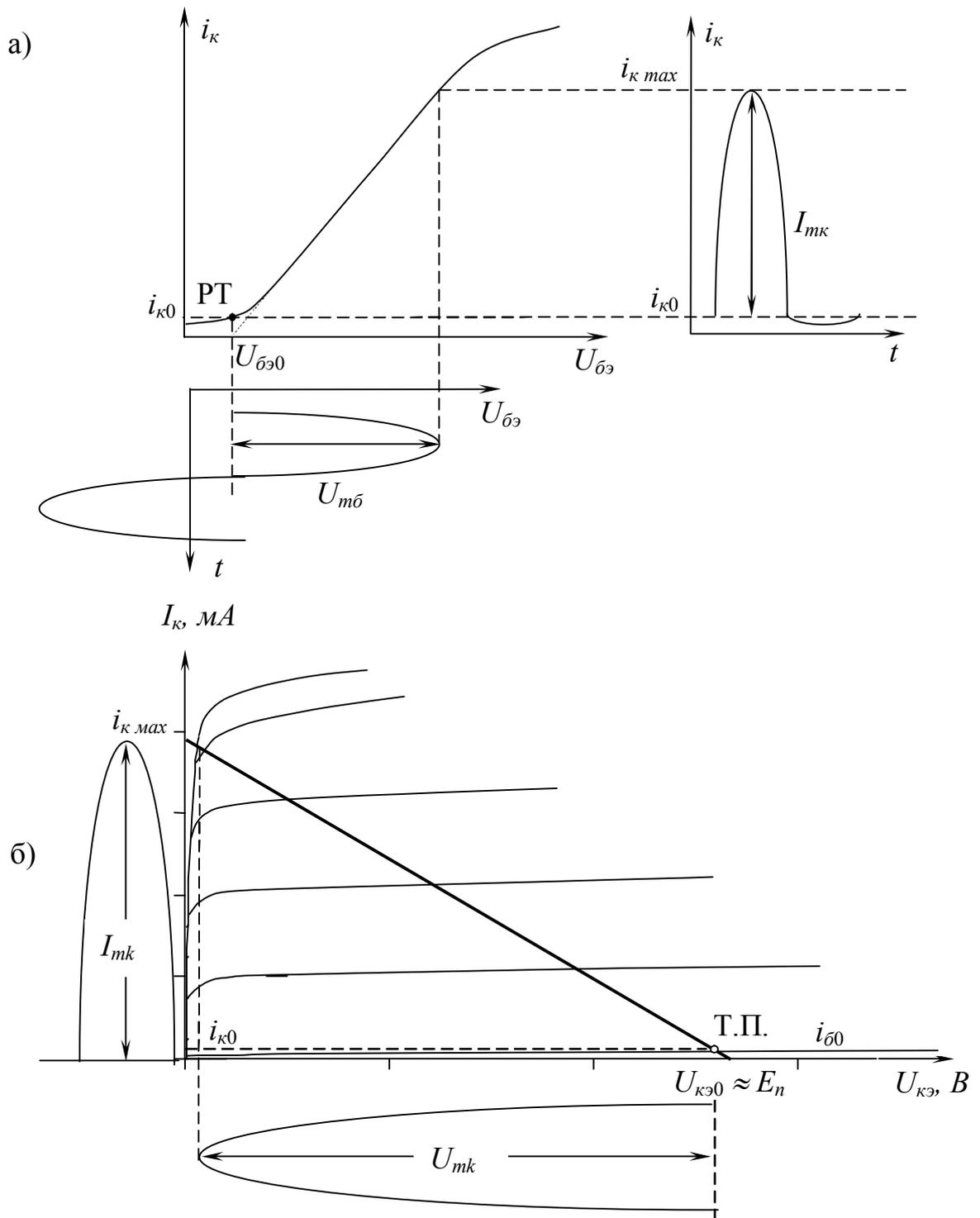


Рисунок 3.3 – Положение точки покоя в режиме «В» на характеристике прямой передачи (а) и семействе выходных статических характеристик (б)

В режиме «С» к транзистору прикладывается небольшое обратное смещение, что позволяет повысить КПД до 80 – 90%, но приводит к еще большим нелинейным искажениям. В режиме «D», называемом «ключевым режимом работы», транзистор находится либо в состоянии насыщения (транзистор полностью открыт, коллекторное напряжение близко к нулю), либо в состоянии отсечки (транзистор закрыт, напряжение на коллекторе близко к напряжению источника питания).

Питание усилительных каскадов, работающих в режиме «А», осуществляется, как правило, от одного источника постоянного напряжения, в качестве которого применяется выпрямитель или аккумуляторная батарея. При использовании режима «А» необходимые токи и напряжения на электродах транзистора обеспечиваются при помощи резисторов в выходной (к–э) и входной (б–э) цепях транзистора.

Расчет всех токов, напряжений и сопротивлений в схеме производится с применением закона Ома и уравнений Кирхгофа, составленных по выбранному контуру протекания постоянного тока. Таким образом, при анализе работы схем питания и стабилизации, а также расчетов элементов схемы необходимо определить пути протекания постоянных токов и их значение. На рисунке 3.4 показана схема резисторного каскада на биполярном транзисторе с общим эмиттером и эмиттерной стабилизацией [1-5]. В данной схеме можно выделить три постоянных тока, протекающих по различным контурам: ток коллектора ( $i_{к0}$ ) ток базы ( $i_{б0}$ ) и ток делителя ( $i_{дел}$ ).

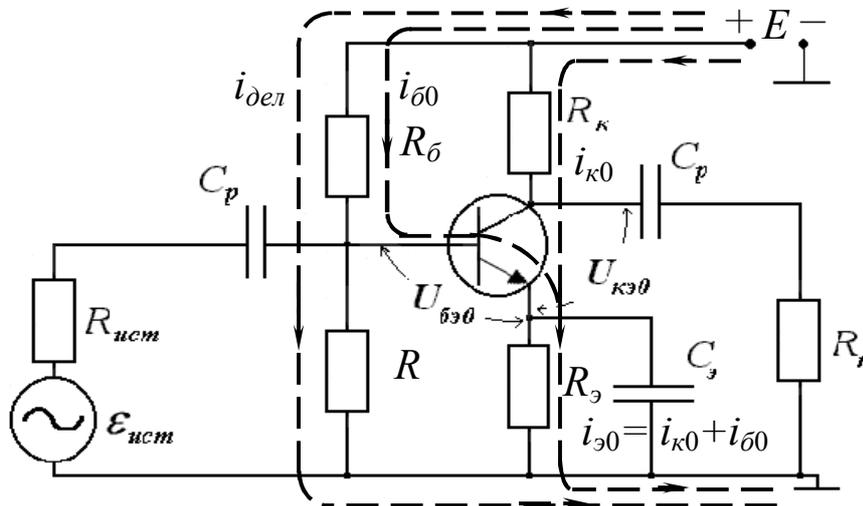


Рисунок 3.4 – Пути протекания постоянных токов в схеме с эмиттерной стабилизацией

Таким образом, по приведенной схеме можно составить систему уравнений Кирхгофа:

$$\left\{ \begin{array}{l} E = U_{R_k} + U_{кэ0} + U_{R_э} = R_k i_{к0} + U_{кэ0} + R_э (i_{к0} + i_{б0}) \approx U_{кэ0} + i_{к0} R_{н=}; \\ E = U_{R_б} + U_R = R_б (i_{б0} + i_{дел}) + R i_{дел}; \\ E = U_{R_б} + U_{бэ0} + U_{R_э} = R_б (i_{б0} + i_{дел}) + U_{бэ0} + R_э (i_{к0} + i_{б0}); \\ R i_{дел} = U_{бэ0} + R_э (i_{к0} + i_{б0}). \end{array} \right. \quad (3.1)$$

Уравнение  $E = U_{кэ0} + i_{к0} R_{н=}$  показывает взаимосвязь выходного постоянного тока и напряжения транзистора с учетом нагрузки транзистора по постоянному току ( $R_{н=}$ ). Это уравнение называют выходной динамической характеристикой транзистора или **нагрузочной прямой по постоянному току**.

Сопротивление  $R_{н=}$  представляет собой результирующее сопротивление по постоянному току в коллекторно-эмиттерной цепи БТ (цепи сток-исток ПТ).

**Нагрузочная прямая по переменному току** проходит через точку покоя с координатами  $(U_{к0}, i_{к0})$ , соединяя точки по оси напряжения  $U_{к\ max} = U_{кэ0} + i_{к0} R_{к\sim}$  и по оси тока  $i_{к\ max} = i_{к0} + U_{кэ0} / R_{к\sim}$ , где  $R_{к\sim} = R_{н} R_{к} / (R_{н} + R_{к})$  – нагрузка транзистора по переменному току.

Выбор тока делителя, определяющего значения сопротивлений  $R$  и  $R_{\delta}$ , производится, исходя из компромисса. С одной стороны, для повышения эффективности стабилизации режима работы ток делителя нужно увеличивать, поскольку в этом случае уменьшается влияние тока базы, уменьшаются сопротивления базового делителя ( $R, R_{\delta}$ ), и возрастает глубина ООС по постоянному току. С другой стороны, для повышения коэффициента передачи в режиме усиления по переменному току,  $i_{\delta\ дел}$  необходимо уменьшать ( $R$  и  $R_{\delta}$  выбирать достаточно большими) для уменьшения шунтирования входа транзистора сопротивлениями делителя.

Обычно при расчете полагают  $i_{\delta\ дел} = (3 \dots 10) i_{\delta 0}$ . В некоторых схемах (с фиксированным током базы, с коллекторной стабилизацией) ток делителя отсутствует.

Ток коллектора в общем случае определяется выражением

$$i_{к0} = i_{\delta 0} h_{21э} + I_{к\delta 0} (1 + h_{21э}), \quad (3.2)$$

где  $I_{к\delta 0}$  – неуправляемый обратный ток коллектора (приводится в справочнике при определенной температуре  $p-n$  перехода  $T$ );  $h_{21э}$  – статический коэффициент передачи тока в схеме с общим эмиттером.

При нормальной температуре величиной  $I_{к\delta 0}$  можно пренебречь. В этом случае между током коллектора и током базы имеется прямая взаимосвязь:

$$i_{\delta 0} = \frac{i_{к0}}{h_{21э}}. \quad (3.3)$$

При повышении температуры  $I_{к\delta 0}$  значительно возрастает:

$$I_{к\delta 0} = I_{к\delta 0}(T) \cdot 3^{\frac{T_{н\ max} - T}{10}} \quad \text{– для кремниевых транзисторов;} \quad (3.4)$$

$$I_{к\delta 0} = I_{к\delta 0}(T) \cdot 2^{\frac{T_{н\ max} - T}{10}} \quad \text{– для германиевых транзисторов,} \quad (3.5)$$

где  $T$  – температура, при которой приведено значение  $I_{к\delta 0}$  в справочнике;  $T_{н\ max} = T_c + R_{нс} P_k$  – максимальная температура  $p-n$  перехода, которая зависит от температуры окружающей среды ( $T_c$ ), мощности рассеивания на коллекторе транзистора ( $P_k = U_{кэ0} i_{к0}$ ) и теплового сопротивления переход–среда ( $R_{нс}$ ), которое характеризует степень отвода тепла от  $p-n$  перехода в окружающую среду.

Необходимо отметить, что формулы (3.4, 3.5) эмпирические (получены на основе экспериментальных данных) и имеют значительную погрешность при больших различиях (несколько десятков градусов) между  $PT_{\ max}$  и  $T$ . По-

этому значение  $I_{кб0}$  выбирается в справочнике при температуре, наиболее близкой к  $T_{n\max}$ .

Для температурной стабилизации положения точки покоя применяются либо элементы отрицательной обратной связи по постоянному току, либо элементы, сопротивление которых имеют такой же температурный дрейф, как и для транзисторов.

Обратная связь применяется в схемах с коллекторной, эмиттерной и комбинированной стабилизацией.

В схеме с **эмиттерной стабилизацией** (рисунок 3.4) обратная связь (по постоянному току), последовательная по способу снятия и подачи, создается с помощью сопротивления  $R_э$ . Обратная связь по переменному току устраняется емкостью  $C_э$ . При этом глубина ООС рассчитывается по формуле:

$$F_{\text{посл}} = 1 + \frac{R_э(1 + h_{21э})}{R_{\text{вхэ}} + R_д}, \quad (3.6)$$

где  $R_{\text{вхэ}}$  – входное сопротивление транзистора, включенного с ОЭ;

$$R_д = \frac{R_б R}{R_б + R} \text{ – сопротивление делителя в цепи базы;}$$

В схеме с **коллекторной стабилизацией** (рисунок 3.5) обратная связь (по постоянному току), параллельная по способу снятия и подачи, создается с помощью сопротивления  $R_б$ :

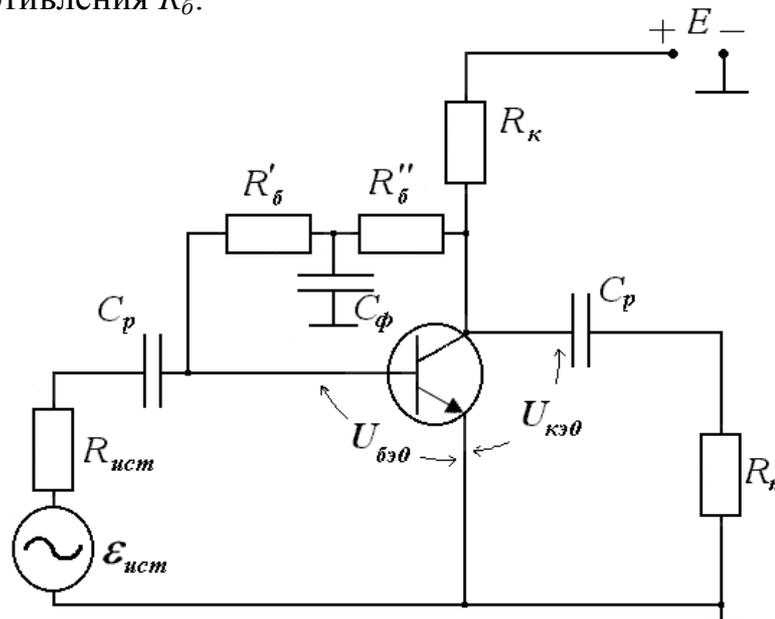


Рисунок 3.5 – Схема с коллекторной стабилизацией

$$F_{\text{пар}} = 1 + \frac{R_к(1 + h_{21э})}{R_{\text{вхэ}} + R_б}, \quad (3.7)$$

где  $R_б = R'_б + R''_б$ .

Обратная связь по переменному току устраняется емкостью  $C_ф$ .

При расчете элементов схемы не всегда можно применить однозначные формулы, из которых определяются значение элементов. Обычной практикой

считается выбор элементов, исходя из компромисса, рекомендаций или технических возможностей реализации.

Например, в схеме с эмиттерной стабилизацией величины напряжений на сопротивлениях  $R_k$  и  $R_э$  можно перераспределять с учетом того, что:

– при  $U_{R_k} > U_{R_э}$  увеличивается коэффициент передачи усилителя, но ухудшается стабильность точки покоя, поскольку уменьшается глубина обратной связи по постоянному току;

– при  $U_{R_k} < U_{R_э}$  улучшается стабильность режима работы транзистора, но уменьшается коэффициент передачи усилителя, поскольку возрастает составляющая переменного тока, протекающая через сопротивление  $R_k$  и, соответственно, уменьшается напряжение в нагрузке или на входе транзистора следующего каскада ( $R_{вх\ cл}$ ).

Для обеспечения стабилизации режима работы транзистора напряжение на сопротивлении  $R_э$  выбирается из условия  $U_{R_э} \geq (0,2 \dots 0,3) U_{к0}$ .

Для уменьшения шунтирования сопротивлением  $R_k$  входа следующего каскада рекомендуется выбирать его из условия  $R_k \approx (2 \dots 6) R_{вх\ cл}$ .

При использовании элементов фильтра в цепи питания (в схеме с комбинированной стабилизацией), падение напряжения на  $R_\phi$  выбирают из рекомендации:  $U_{R_\phi} \leq 0,2E_n$ .

Сопротивления делителя ( $R_\delta$ ,  $R$ ) выбираются таким образом, чтобы они, с одной стороны, не шунтировали вход транзистора:  $R_\delta = (3 \div 10) R_{вх\ э}$ , а с другой – позволяли обеспечить необходимую глубину обратной связи по постоянному току для стабилизации режима работы.

Напряжение смещения ( $U_{бэ0}$ ) определяется по входной статической характеристике транзистора для выбранного тока покоя  $i_{б0}$ . При отсутствии характеристик можно принять  $U_{бэ0} \approx 0,5 - 0,7$  В.

Следует отметить, что для стабилизации режима работы (тока  $i_{к0}$ ) ООС по переменному току не нужна, поскольку она уменьшает коэффициент усиления. Поэтому в схемах стабилизации применяют элементы, устраняющие ООС по переменному току. Например, в схеме с эмиттерной стабилизацией емкость  $C_э$ , шунтирует сопротивление  $R_э$  по переменному току в рабочем диапазоне частот. В схеме с коллекторной стабилизацией ставят емкость фильтра ( $C_\phi$ ), устраняющую попадание выходного напряжения на базу транзистора. Таким образом ООС по постоянному току сохраняется, а по переменному току – исчезает.

Режим работы **полевого транзистора** (положение точки покоя) обеспечивается при подаче напряжения смещения  $U_{зи0}$  на затвор ПТ относительно истока. В этом случае через переход "с – и" будет проходить постоянный ток стока  $i_{с0}$ .

При построении цепей смещения полевого транзистора решаются две задачи:

- задание исходного значения постоянного тока стока  $i_{с0}$  (подачей напряжения смещения  $U_{зи0}$  на затвор ПТ относительно истока);

- стабилизация  $i_{c0}$  путем соответствующего автоматического изменения  $U_{зи0}$  с помощью ООС.

Нестабильность тока  $i_{c0}$  вызывается изменением температуры, старением и сменой ПТ, изменением питающего напряжения.

У ПТ с "p - n" переходом температурная нестабильность тока  $i_{c0}$  обусловлена изменениями сопротивления полупроводникового канала и изменениями напряжения между затвором и истоком при изменении температуры. Температурная нестабильность тока  $i_{c0}$  у ПТ меньше, чем температурная нестабильность тока  $i_{k0}$  у БТ. Нестабильность тока  $i_{c0}$  из-за большого технологического разброса параметров ПТ, при замене ПТ, превышает температурную нестабильность и равна примерно  $\pm 50\%$ .

На рисунке 3.6 приведена схема усилительного каскада на ПТ с ОИ в режиме "А" с автоматическим смещением.

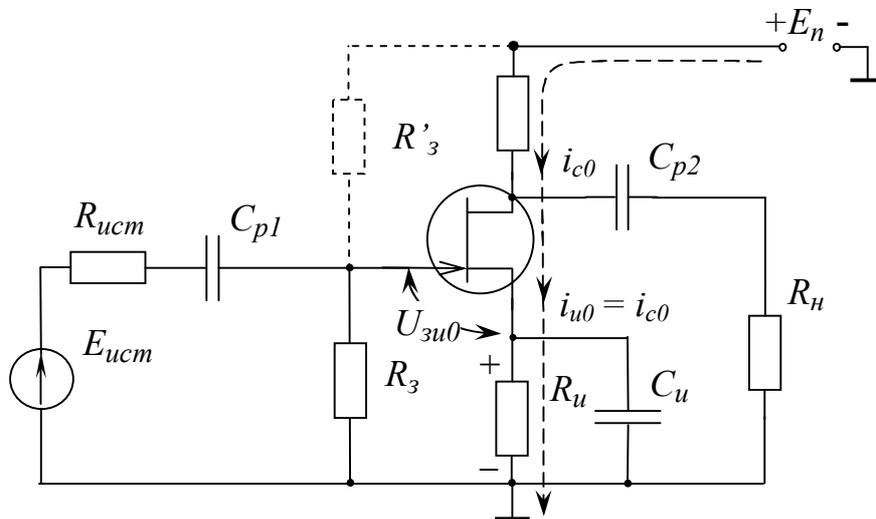


Рисунок 3.6 – Схема с автоматическим смещением на ПТ

Эта схема обеспечивает стабильность тока  $i_{c0}$ . Напряжение смещения на затворе относительно истока, определяется падением напряжения на сопротивлении  $R_u$ , создаваемое током  $i_{c0}$ :  $U_{зи0} = U_{Ru} = i_{u0} \cdot R_u$ .

На сопротивлении в цепи затвора  $R_з$ , создающем гальваническую связь затвора с общим проводом, практически нет постоянного падения напряжения, так как ток затвора очень мал и составляет  $10^{-9} \div 10^{-12}$  А. Как итог, в этой схеме температурные изменения тока затвора практически не влияют на напряжение смещения ПТ, и следовательно на ток  $i_{c0}$ . Сопротивление затвора  $R_з$  обычно выбирают довольно большим, порядка 1 МОм, чтобы уменьшить шунтирование им входа ПТ по сигналу. Сопротивление  $R_u$  выбирают таким, чтобы задать положение точки покоя в середине линейного участка проходной характеристики (рисунок 3.7). При недостаточном смещении в цепь затвора вводится дополнительный резистор смещения  $R'_з$ .

С помощью  $R_u$  не только задают исходное смещение на затворе, но и обеспечивают стабилизацию тока  $i_{c0}$ . Механизм стабилизации тока  $i_{c0}$  связан с механизмом автоматического смещения: например, с увеличением  $i_{c0}$  автоматически возрастает отрицательное смещение, что сдерживает возрастание тока  $i_{c0}$ .

Сопротивление  $R_u$  является сопротивлением ООС. В данной схеме действует последовательная по способу снятия, и подачи ООС, которая уменьшает приращения стокового тока  $\Delta i_{c0}$  в сквозную глубину ООС по постоянному току  $F_{=}^*$ : 
$$\Delta i_{c0 \text{ ООС}} = \frac{\Delta i_{c0}}{F_{=}^*} = \frac{\Delta i_{c0}}{1 + S_{\partial} R_u}, \quad (3.8)$$

Где  $S_{\partial}$  – крутизна проходной характеристики.

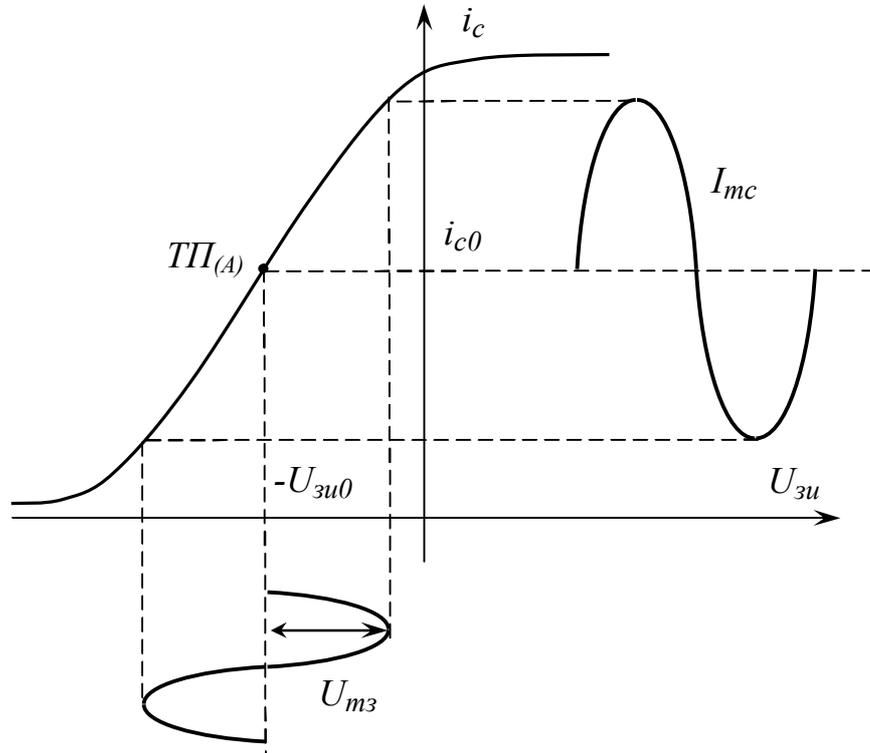


Рисунок 3.7 – Проходная динамическая характеристика ПТ

Из (3.8) следует, что чем больше  $R_u$ , тем больше сквозная глубина ООС и тем эффективнее стабилизация тока  $i_{c0}$ .

Выбранное значение  $R_u$  должно удовлетворять двум условиям: условию получения начального смещения  $-U_{зи0}$  (рисунок 3.7) и условию получения требуемой глубины ООС по постоянному току  $F_{=}^*$ .

В схемах на МДП транзисторах применяются практически такие же цепи смещения, как и в схемах на ПТ с "p - n" переходом с учетом особенностей МДП-транзисторов. В них с возрастанием температуры ток стока  $i_{c0}$  может увеличиваться, уменьшаться или оставаться прежним, что обусловлено технологией изготовления. Кроме того, у МДП-транзисторов со встроенным каналом напряжение смещения  $U_{зи0}$  может быть отрицательным, нуле-

вым или положительным, что также обусловлено технологией изготовления. Полярность напряжения на затворе может совпадать с полярностью питающего напряжения на стоке, как у МДП-транзисторов с индуцированным каналом. Это позволяет получать смещение от общего источника питания с помощью резисторного делителя в цепи затвора, как без стабилизации, так и со стабилизацией с помощью ООС.

Все рассмотренные выше способы подачи смещения на затвор ПТ от общего источника питания применяются в каскадах, работающих в режиме "А".

В каскадах с использованием режима "В" применяют способы подачи смещения либо с фиксированным напряжением смещения на затворе, с питанием от второго источника питания, или только с температурной компенсацией с учетом типа ПТ.

### 3.2 Примеры решения задач

**Пример 1.** В схеме усилителя (рисунок 3.8) определить значения резисторов  $R$  и  $R_{\delta}$ , если известно, что  $E=22В$ , постоянный ток коллектора  $i_{к0} = 10 мА$ ,  $h_{21э} = 40$ ,  $U_{бэ0} = 0.4В$ , ток делителя  $i_{дел} = 6 i_{б0}$ ,  $R_{к} = 1.1 кОм$ ,  $U_{кэ0} = 7В$ .

#### *Порядок расчета*

1. Определяются пути протекания постоянных токов (см. рисунок 3.4).
2. Определяется падение напряжения на  $R_{э}$ , для чего составляется уравнение Кирхгофа для выходной цепи каскада:  $E = U_{Rк} + U_{кэ0} + U_{Rэ}$ ,

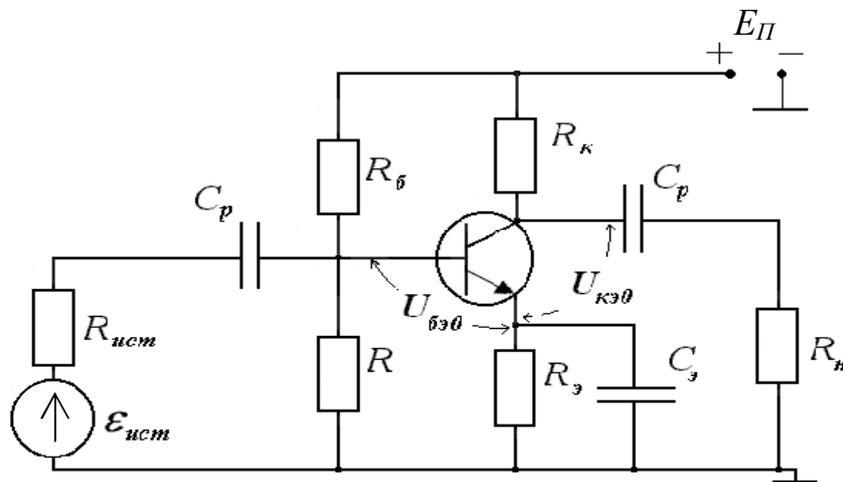


Рисунок 3.8

откуда находим

$$U_{Rэ} = E - U_{кэ0} - R_{к} i_{к0} = 22 - 7 - 1,1 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 4 В$$

3. Определяется постоянный ток базы и ток делителя

$$i_{б0} = \frac{i_{к0}}{h_{21э}} = \frac{10 \cdot 10^{-3}}{40} = 0,25 \cdot 10^{-3} А = 0,25 мА$$

$$I_{\text{дел}} = 6 I_{\text{б0}} = 6 \cdot 0,25 = 1,5 \text{ мА.}$$

4. Составляются уравнения Кирхгофа для тех контуров, куда входят сопротивления резисторов  $R$  и  $R_{\text{б}}$

$$E = U_{R_{\text{б}}} + U_R = R_{\text{б}} (i_{\text{б0}} + i_{\text{дел}}) + R i_{\text{дел}}; \quad R i_{\text{дел}} = U_{\text{бэ0}} + U_{R_{\text{э}}}.$$

5. Находятся сопротивления делителя

$$R = \frac{U_{\text{бэ0}} + U_{R_{\text{э}}}}{i_{\text{дел}}} = \frac{0,4 + 4}{1,5 \cdot 10^{-3}} = 2,9 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 2,9 \text{ кОм}$$

$$R_{\text{б}} = \frac{E - U_R}{i_{\text{дел}} + i_{\text{б0}}} = \frac{22 - 4,4}{1,5 \cdot 10^{-3} + 0,25 \cdot 10^{-3}} = 11,7 \cdot 10^3 \text{ Ом} = 11,7 \text{ кОм}$$

**Пример 2.** Изобразить схему однотактного усилительного каскада с ОЭ и коллекторной стабилизацией. Определить значения резисторов в коллекторной цепи  $R_{\text{к}}$ , в цепи базы  $R_{\text{б}}$ , используя приведенное на рисунке 3.7 семейство выходных характеристик и нагрузочную прямую по постоянному току. Напряжения смещения  $U_{\text{бэ0}} = 0,4 \text{ В}$ .

**Порядок расчета**

Схема усилительного каскада приведена на рисунке 3.9. Из уравнения нагрузочной прямой по постоянному току определяется сопротивление  $R_{\text{к}}$   
 $E = U_{R_{\text{к}}} + U_{\text{кэ0}} \approx U_{\text{кэ0}} + R_{\text{к}} i_{\text{к}}$  ( пренебрегая током базы, поскольку  $i_{\text{к0}} \gg i_{\text{б0}}$  ),  
 откуда следует, что при  $i_{\text{к}} = 0$ :  $U_{\text{кэ}} = E$ , а при  $U_{\text{кэ}} = 0$ :  $i'_{\text{к}} = E / R_{\text{к}}$ .

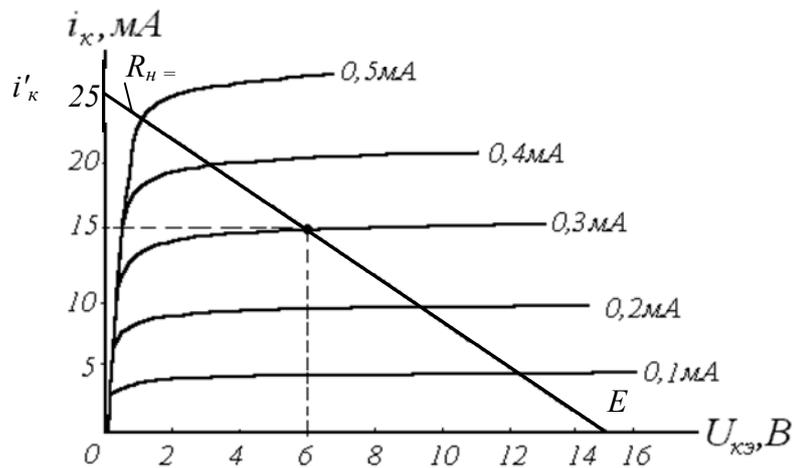


Рисунок 3.9

Таким образом,  $R_{\text{к}} = \frac{E}{i'_{\text{к}}} = \frac{15}{25 \cdot 10^{-3}} = 600 \text{ Ом.}$

3. Из рисунка 3.6 определяем ток базы и ток коллектора в точке покоя:

$$i_{\text{б0}} = 0,3 \text{ мА}; \quad i_{\text{к0}} = 15 \text{ мА}$$

4. Составляется уравнение Кирхгофа для входной цепи каскада

$$E = U_{R_{\text{к}}} + U_{R_{\text{б}}} + U_{\text{бэ0}} = R_{\text{к}} i_{\text{к0}} + U_{\text{бэ0}} + R_{\text{б}} i_{\text{б0}}, \text{ откуда определяем}$$

$$R_{\sigma} = \frac{E - R_{\kappa} i_{\kappa 0} - U_{\sigma 0}}{i_{\sigma 0}} = \frac{15 - 600 \cdot 15 \cdot 10^{-3}}{0,3 \cdot 10^{-3}} = 200 \text{ кОм}$$

**Пример 3.** В схеме примера 1 (рисунок 3.8) использован германиевый транзистор с обратным током коллектора  $I_{\kappa\sigma 0} = 1,5 \text{ мкА}$  при  $T_c = 25^\circ\text{C}$ . Определить максимальное изменение тока коллектора  $\Delta i_{\kappa 0}$  в данной схеме при нагревании перехода транзистора от  $25^\circ\text{C}$  до  $85^\circ\text{C}$  и изменении коэффициента усиления  $h_{21\text{э}}$  от 20 до 60. Входное сопротивление транзистора  $R_{\text{вх.э}} = 0,5 \text{ кОм}$ .

**Порядок расчета**

1. Определяем сопротивления схемы (см. методику примера 1).
1. Определяем максимально возможное приращение коллекторного тока при изменении температуры без учета стабилизации. Обратный ток коллектора при температуре  $85^\circ\text{C}$  для германиевых транзисторов

$$I_{\kappa\sigma 0} = I_{\kappa\sigma 0}(T) \cdot 2^{\frac{T_{n \text{ max}} - T}{10}} = 1,5 \cdot 10^{-6} \cdot 2^{\frac{85 - 25}{10}} = 96 \cdot 10^{-6} \text{ А}$$

Тогда

$$i_{\kappa 0 \text{ max}} = i_{\sigma 0} h_{21\text{э}} + I_{\kappa\sigma 0} (1 + h_{21\text{э}}) = 0,25 \cdot 10^{-3} \cdot 60 + 96 \cdot 10^{-6} \cdot (1 + 60) = 20,86 \text{ мА};$$

$$\Delta i_{\kappa 0} = i_{\kappa 0 \text{ max}} - i_{\kappa 0} = 20,86 - 10 = 10,86 \text{ мА}.$$

2. С учетом эмиттерной стабилизации нестабильность коллекторного тока будет меньше в глубину обратной связи раз

$$\Delta i_{\kappa 0 \text{ ЭС}} = \frac{\Delta i_{\kappa 0}}{F_{\text{посл}}} = \frac{\Delta i_{\kappa 0}}{1 + \frac{R_{\text{э}}(1 + h_{21\text{э max}})}{R_{\sigma} + R_{\text{вх.э}}}} = \frac{10,86}{1 + \frac{400 \cdot (1 + 60)}{2320 + 500}} = 1,125 \text{ мА}.$$

**3.3 Вопросы и упражнения**

- 3.3.1. Дать определение режима работы транзистора. Перечислить режимы работы, их достоинства и недостатки, область применения.
- 3.3.2. Показать точку покоя для режима «А» на характеристике прямой передачи и на семействе выходных статических характеристиках транзистора, включенного с общим эмиттером. Из каких соображений выбирается точка покоя транзистора, работающего в режиме «А»?
- 3.3.3. Показать точку покоя для режима «В» на характеристике прямой передачи и на семействе выходных статических характеристиках транзистора, включенного с общим эмиттером. В чем отличие идеального и реального режима «В»?
- 3.3.4. Сравнить свойства транзистора, включенного по схеме с ОЭ, ОК, ОБ.

- 3.3.5. Пояснить порядок построения нагрузочной прямой по постоянному и переменному току на примере схемы с фиксированным током базы.
- 3.3.6. Что такое «нагрузка»? Что может использоваться в качестве нагрузки для усилительного каскада?
- 3.3.7. Что является нагрузкой по постоянному и переменному току для транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером и эмиттерной стабилизацией.
- 3.3.8. Перечислить дестабилизирующие факторы, влияющие на свойства транзистора и параметры усилительного каскада. Для чего необходимо стабилизировать режим работы транзистора? К каким последствиям может привести отсутствие стабилизации?
- 3.3.9. Пояснить, как влияет температура на входные, выходные и проходные характеристики транзистора.
- 3.3.10. Нарисовать (качественно) на семействе выходных статических характеристиках нагрузочные прямые по постоянному и переменному току в схеме с фиксированным током базы. Как изменятся эти характеристики (и точка покоя) при возрастании температуры?
- 3.3.11. Изобразить характеристику прямой передачи транзистора. Пояснить, как изменится эта характеристика, точка покоя и форма выходного сигнала в схеме с фиксированным током базы при возрастании температуры? Сравнить со схемами коллекторной и эмиттерной стабилизации.
- 3.3.12. Нарисовать схему усилительного каскада с коллекторной стабилизацией (транзистор включен по схеме с ОЭ). Показать пути протекания постоянного тока. Пояснить назначение элементов и принцип стабилизации.
- 3.3.13. Нарисовать схему усилительного каскада с эмиттерной стабилизацией (транзистор включен по схеме с ОЭ). Показать пути протекания постоянного тока. Пояснить назначение элементов и принцип стабилизации.
- 3.3.14. Нарисовать схему усилительного каскада с комбинированной стабилизацией (транзистор включен по схеме с ОЭ). Показать пути протекания постоянного тока. Пояснить назначение элементов и принцип стабилизации.
- 3.3.15. Нарисовать схему усилительного каскада с эмиттерной стабилизацией (транзистор включен по схеме с ОК). Показать пути протекания постоянного тока.
- 3.3.16. Нарисовать схему усилительного каскада с эмиттерной стабилизацией (транзистор включен по схеме с ОЭ). Показать пути протекания постоянного и переменного тока. Пояснить назначение емкости в цепи эмиттера.
- 3.3.17. Нарисовать схему усилительного каскада с коллекторной стабилизацией (транзистор включен по схеме с ОЭ) без обратной связи по переменному току. Показать пути протекания постоянного и переменного тока.

- 3.3.18. Какие функции могут выполнять элементы  $R_\phi$ ,  $C_\phi$  в схеме с комбинированной стабилизацией?
- 3.3.19. Из каких соображений выбираются сопротивления делителя в схеме с эмиттерной стабилизацией?
- 3.3.20. Из каких соображений выбираются сопротивления  $R_k$  и  $R_e$  в схеме с эмиттерной стабилизацией?
- 3.3.21. Как следует изменить элементы схемы с эмиттерной стабилизацией, чтобы увеличить эффективность стабилизации?
- 3.3.22. Как следует изменить элементы схемы с коллекторной стабилизацией, чтобы увеличить эффективность стабилизации?
- 3.3.23. Какие методы могут применяться в схемах усилителей для стабилизации режима работы транзисторов? Дать краткую характеристику.
- 3.3.24. В чем суть метода температурной компенсации, применяемой в усилительных каскадах для стабилизации режима работы с применением термозависимых элементов? Привести примеры схемной реализации.
- 3.3.25. Для чего в схемах усилительных каскадов ставят разделительные емкости?
- 3.3.26. К чему приведет отсутствие емкости  $C_e$  в схеме с эмиттерной стабилизацией? Пояснить ответ.
- 3.3.27. Нарисовать схему усилительного каскада с фиксированным напряжением смещения. Пояснить назначение элементов. Сделано ли что-то в данном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды?
- 3.3.28. С помощью каких элементов создается отрицательная обратная связь в схемах с коллекторной, эмиттерной и комбинированной стабилизацией? Определить способы снятия и подачи обратной связи.
- 3.3.29. В схеме усилителя (рисунок 3.8) определить значения резисторов  $R$  и  $R_b$ , если известно, что  $E_{II} = 22B$ , постоянный ток коллектора  $I_{k0} = 10$  мА,  $h_{21э} = 40$ ,  $U_{бэ0} = 0.4B$ , ток делителя  $I_{дел} = 6I_{б0}$ , где  $i_{б0}$  – ток смещения,  $R_k = 1.1$  кОм,  $U_{кэ0} = 7$  В. Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.
- 3.3.30. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.8) определить значения резисторов  $R$  и  $R_e$ , если известно, что  $E = 20B$ ,  $U_{бэ0} = 1B$ , постоянный ток коллектора  $i_{k0} = 2mA$ , ток делителя  $i_{дел} = 4I_{б0}$ , где  $i_{б0}$  – ток смещения,  $h_{21э} = 40$ ,  $R_b = 47кОм$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилиза-

ции точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.31. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.8) определить значения резистора  $R_э$ , если известно, что  $E = 20В$ ,  $U_{кэ0} = 8В$ , ток смещения  $i_{б0} = 0,1мА$ ,  $h_{21э} = 25$ ,  $R_к = 3кОм$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.32. Нарисовать схему однотактного каскада с ОЭ и эмиттерной стабилизацией и рассчитать значения резисторов: в цепи коллектора  $R_к$ , в цепи эмиттера  $R_э$ , в цепи делителя для подачи смещения  $R_б$ , используя приведенное семейство выходных статических характеристик БТ (рисунок 3.10) с нагрузочной прямой по постоянному току и значения  $U_{бэ0} = 0,6В$ ,  $R = 2кОм$ , ток делителя  $i_{дел} = 10i_{б0}$ . Определить глубину ООС по постоянному току в данной схеме, если входное сопротивление транзистора  $R_{вх.уэ} = 1,5 кОм$ .

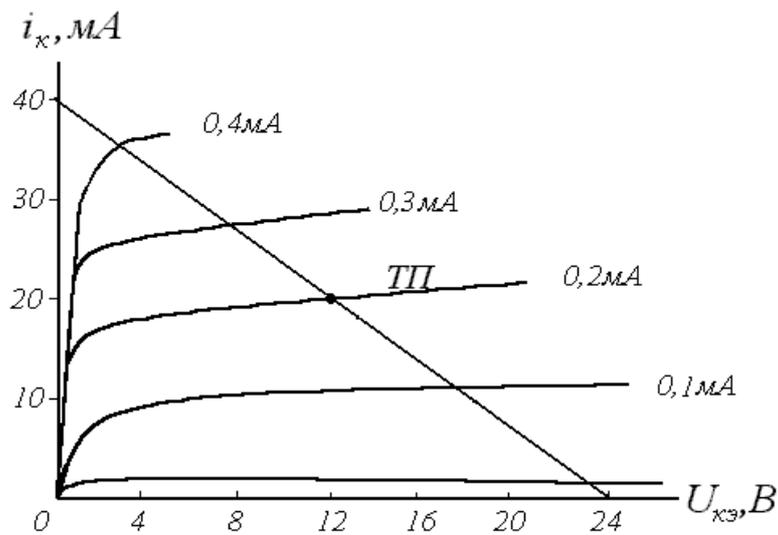


Рисунок 3.10

3.3.33. Изобразить схему однотактного усилительного каскада с ОЭ и коллекторной стабилизацией. Определить значения резисторов в коллекторной цепи ( $R_к$ ), и в цепи базы ( $R_б$ ), используя приведенное на рисунке 3.11 семейство выходных характеристик с нагрузочной прямой по постоянному току, если значение напряжения смещения  $U_{бэ0} = 0,4 В$ . Пояснить принцип действия стабилизации точки покоя, использованной в заданной схеме, при изменении температуры окружающей среды. Дать развернутый ответ.

3.3.34. Нарисовать схему однотактного каскада с ОЭ, с эмиттерной стабилизацией и рассчитать значения резисторов в цепи коллектора  $R_к$ , в цепи базового делителя для подачи смещения  $R_б$  и  $R$ , используя приведенное на рисунке 3.12 семейство выходных статических характеристик БТ с нагрузочной прямой по постоянному току;  $U_{бэ0} = 0,4 В$ , ток делителя  $I_{дел} = 5I_{б0}$ ,  $R_э = 100Ом$ .

Пояснить принцип действия стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды, использованной в данной схеме.

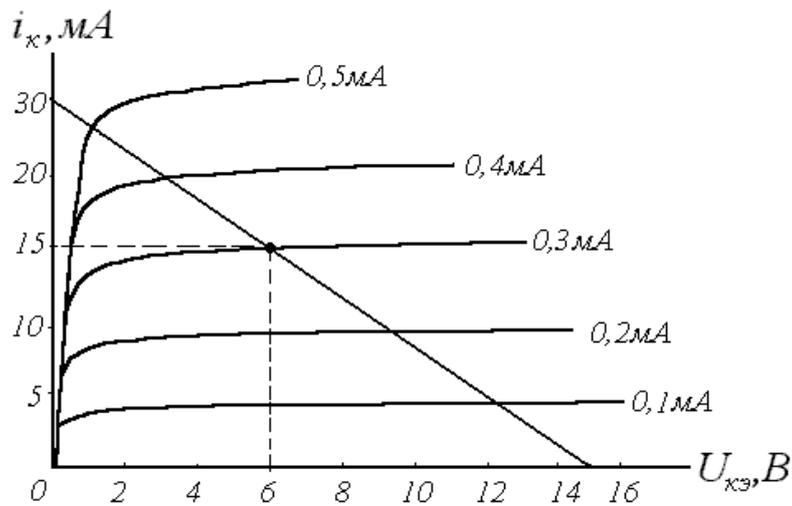


Рисунок 3.11

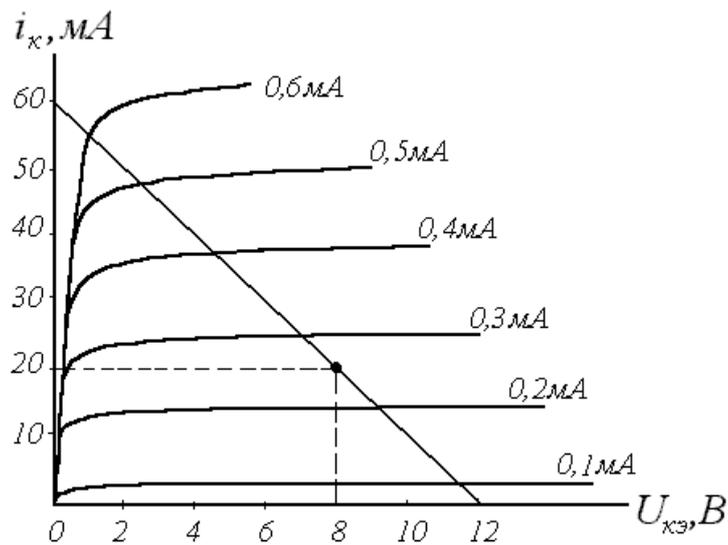


Рисунок 3.12

3.3.35. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.13) обозначить полярность источника питания и определить значения резисторов  $R$  и  $R_3$ , если известно, что  $E=20\text{ В}$ ,  $U_{бэ0}=1\text{ В}$ , постоянный ток коллектора  $i_{к0}=2\text{ мА}$ , ток делителя  $i_{дел}=4i_{б0}$ ,  $h_{21э}=40$ ,  $R_к=3\text{ кОм}$ ,  $R_б=47\text{ кОм}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

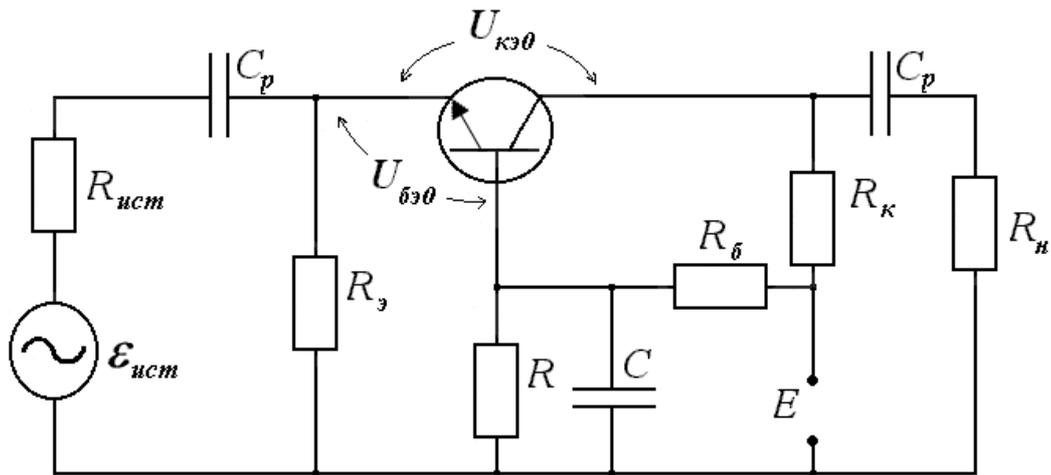


Рисунок 3.13

3.3.36. В схеме усилителя (рисунок 3.14) рассчитать значения резисторов  $R$ ,  $R_3$ ,  $R_k$ ,  $R_6$  если известно, что  $E=10\text{ В}$ ,  $U_{кэ0}=5\text{ В}$ ,  $U_{бэ0}=0,2\text{ В}$ ,  $U_{R_3}=1\text{ В}$ , постоянный ток коллектора  $i_{к0}=5\text{ мА}$ ,  $h_{21э}=20$ , ток делителя  $i_{дел}=4i_{б0}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.37. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.15) определить значения резистора  $R_3$ , если известно, что  $E=14\text{ В}$ ,  $U_{бэ0}=0,3\text{ В}$ , ток смещения  $i_{б0}=0,1\text{ мА}$ , постоянный ток коллектора  $i_{к0}=3\text{ мА}$ ,  $R=5,1\text{ кОм}$ ,  $R_6=27\text{ кОм}$ . Обозначить полярность источника питания. Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.38. В усилительном каскаде (рисунок 3.14) определить напряжение смещения  $U_{бэ0}$ , если известно, что  $E=16\text{ В}$ ,  $U_{кэ0}=6\text{ В}$ ,  $h_{21э}=50$ ,  $R_k=1\text{ кОм}$ ,  $R_6=75\text{ кОм}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.39. Определить в усилительном каскаде (рисунок 3.8) значения постоянного тока коллектора  $i_{к0}$  и напряжения в точке покоя  $U_{кэ0}$ , если известно, что  $E=22\text{ В}$ ,  $h_{21э}=40$ ,  $R_k=1\text{ кОм}$ ,  $R_6=16\text{ кОм}$ ,  $R=0,8\text{ кОм}$ ,  $R_3=0,5\text{ кОм}$ , ток делителя  $i_{дел}=5i_{б0}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.40. В усилительном каскаде (рисунок 3.13) обозначить полярность источника питания и рассчитать значения резисторов  $R_6$ ,  $R$ ,  $R_k$ , если известно, что

Обеспечение режимов работы усилительных каскадов на транзисторах

$E=14\text{ В}$ ,  $U_{кэ0} = 6\text{ В}$ ,  $U_{бэ0} = 0,5\text{ В}$ ,  $i_{б0} = 0,05\text{ мА}$ ,  $h_{21э}=40$ , ток делителя  $i_{дел}=5i_{б0}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Определите полярность источника питания. Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.41. Определить значения тока смещения  $i_{б0}$ , тока делителя  $i_{дел}$  и постоянной составляющей тока коллектора  $i_{к0}$  в схеме усилительного каскада, приведенной на рисунке 3.16, если  $E=20\text{ В}$ ,  $U_{кэ0}=14\text{ В}$ ,  $h_{21э}=20$ ,  $R_{б}=16\text{ кОм}$ ,  $R=0,8\text{ кОм}$ ,  $R_{к}=1,5\text{ кОм}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

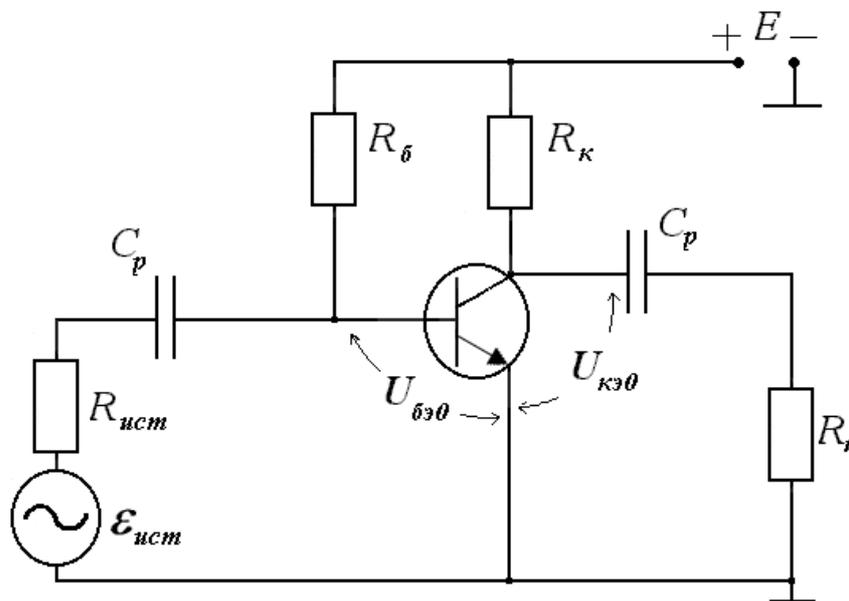


Рисунок 3.14

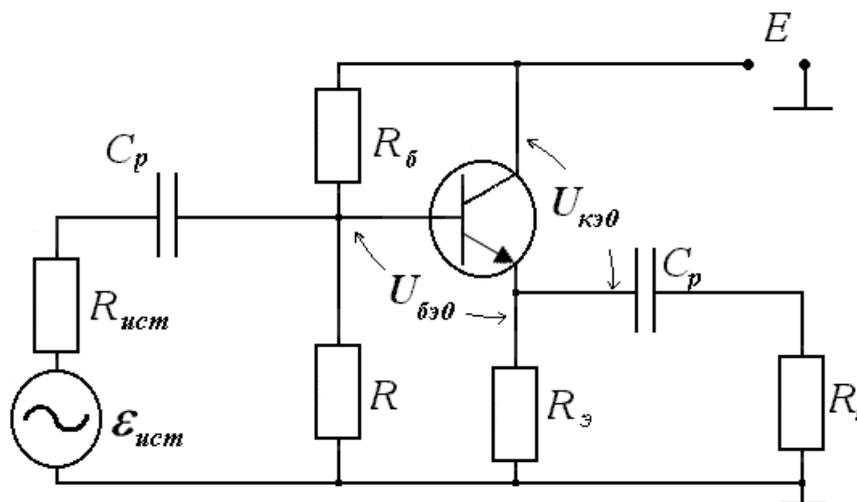


Рисунок 3.15

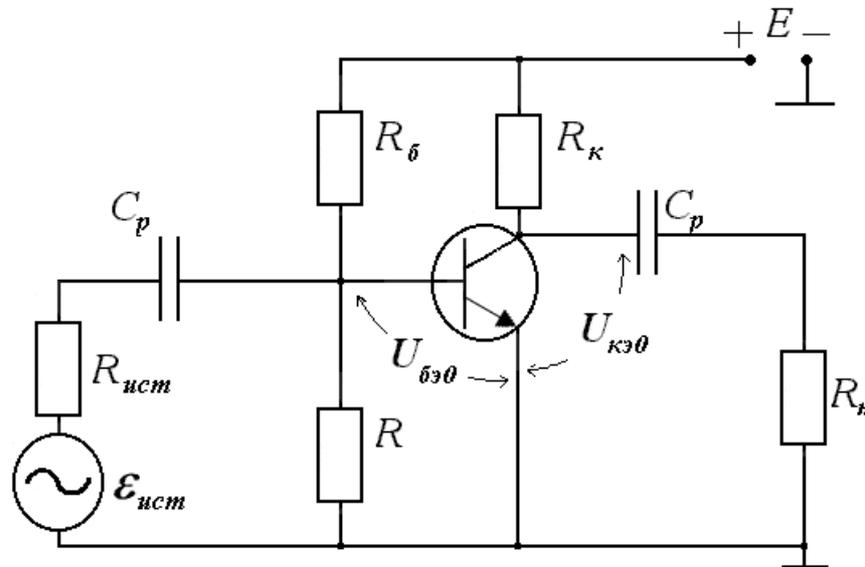


Рисунок 3.16

3.3.42. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.17) рассчитать значения резисторов  $R_\phi$  и  $R_3$ , если на них падают одинаковые напряжения. При этом известно, что  $E=16\text{ В}$ ,  $U_{кэ0}=6\text{ В}$ , ток покоя коллектора  $i_{к0}=4\text{ мА}$ , ток делителя  $i_{дел}=7i_{б0}$ ,  $h_{21э}=20$ ,  $R_\kappa=1,5\text{ кОм}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

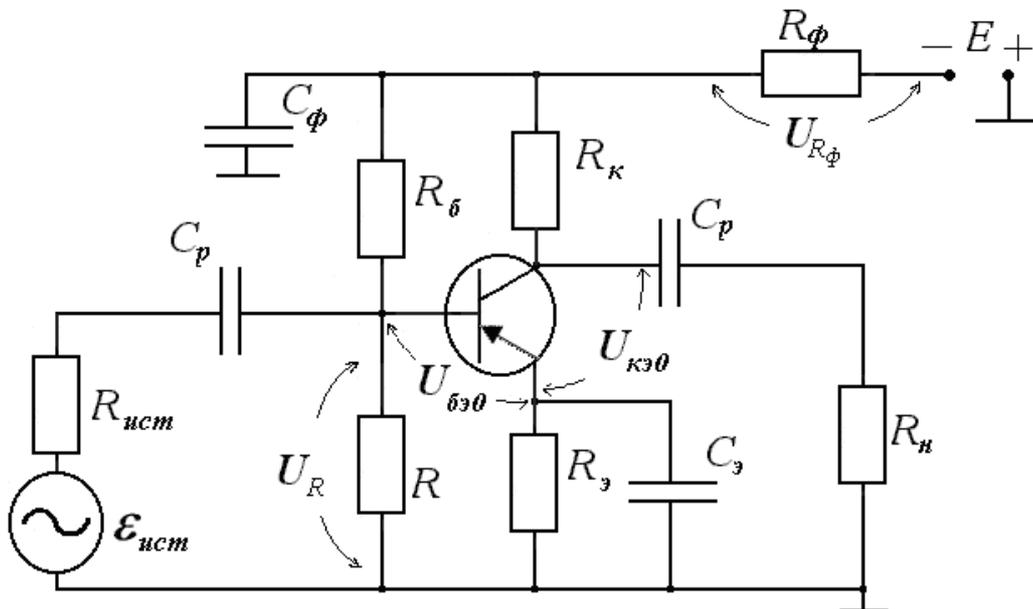


Рисунок 3.17

3.3.43. Определить необходимое напряжение питания  $E$  для каскада усиления (рисунок 3.18), если известно, что  $U_{бэ0}=0,2\text{ В}$ , постоянный ток коллектора  $i_{к0}=3,3\text{ мА}$ , ток смещения  $i_{б0}=0,1\text{ мА}$ ,  $R_\phi=540\text{ Ом}$ ,  $R_\delta=8,2\text{ кОм}$ ,  $R=3,6\text{ кОм}$ ,  $R_3=1\text{ кОм}$ .

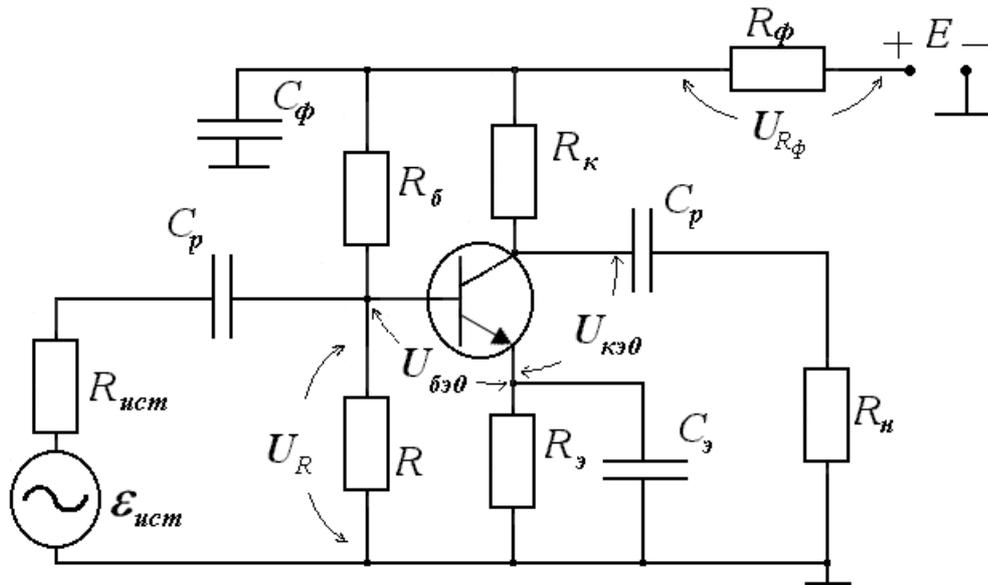


Рисунок 3.18

3.3.44. Для схемы усилительного каскада (рисунок 3.14) определить значения  $U_{кэ0}$  и  $R_{\delta}$ , если известно, что  $E=15B$ ,  $U_{бэ0}=0,5B$ ,  $h_{21э}=50$ ,  $R_{\kappa}=1,8 \text{ кОм}$ , ток смещения  $i_{б0} = 0,1 \text{ мА}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры р-п перехода транзистора? Дать развернутый ответ.

3.3.45. Рассчитать значения резисторов  $R_{\delta}$  и  $R_{\phi}$  в усилительном каскаде (рисунок 3.19), если известно, что  $E=12B$ ,  $U_R=2B$ , ток смещения  $i_{б0}=0,1 \text{ мА}$ ,  $h_{21э}=30$ ,  $R=2 \text{ кОм}$ ,  $U_{R_{\phi}}=0,1E$ . Обозначить полярность источника питания. Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Пояснить принцип стабилизации режима работы.

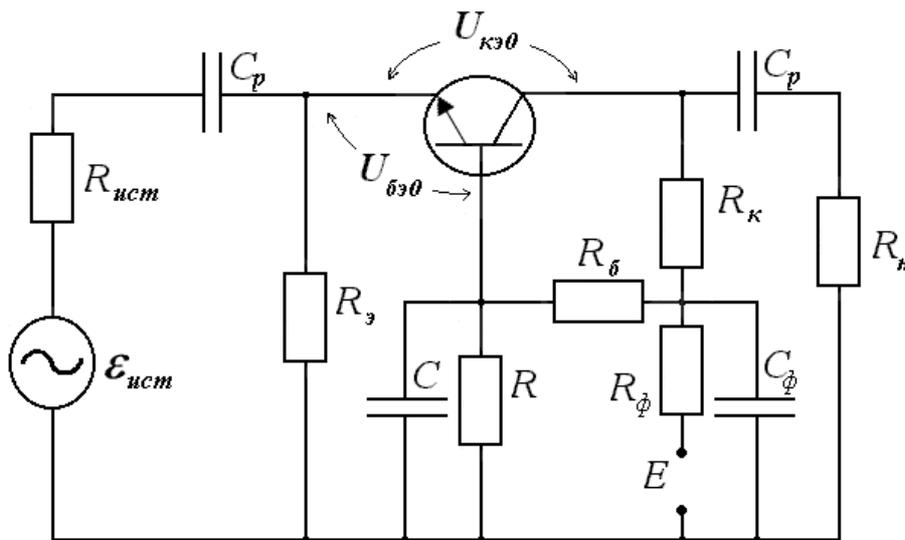


Рисунок 3.19

3.3.46. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.20) определить значения резисторов  $R_{\kappa}$  и  $R_{\phi}$ , если известно, что  $E=16B$ ,  $U_{кэ0}=6B$ ,  $U_{бэ0}=0,5B$ , ток сме-

щения  $i_{\delta 0}=0,1\text{ мА}$ ,  $h_{21э}=20$ ,  $R_{\delta}=110\text{ кОм}$ . Обозначить полярность источника питания. Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

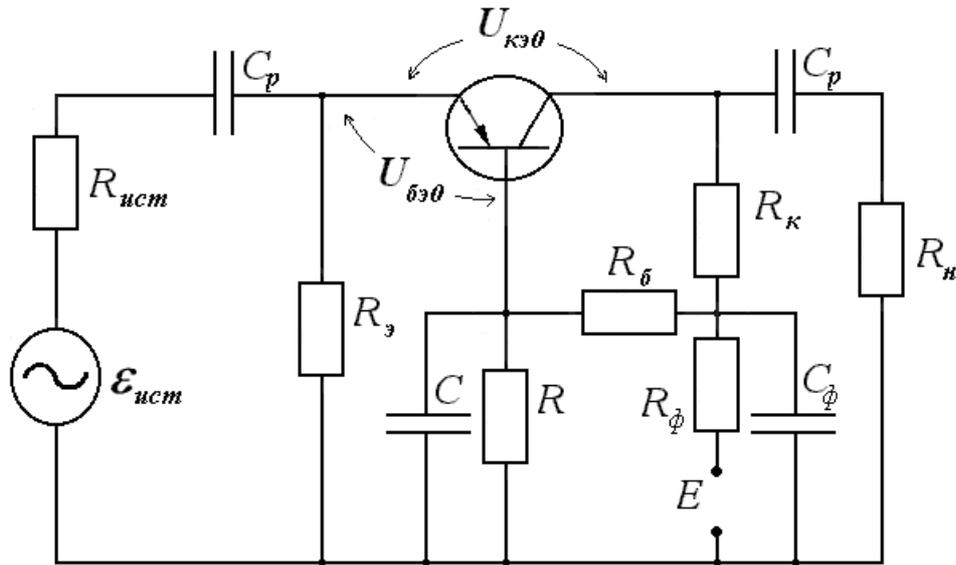


Рисунок 3.20

3.3.47. Для схемы усилительного каскада (рисунок 3.21) рассчитать значение резистора  $R_{\delta}$ , если известно, что  $E=10\text{ В}$ ,  $U_{\delta э 0}=0,6\text{ В}$ ,  $U_{к э 0}=6\text{ В}$ ,  $R_{к}=1\text{ кОм}$ ,  $h_{21э}=100$ . Определить глубину ООС, стабилизирующей выходной ток покоя, при изменении температуры.

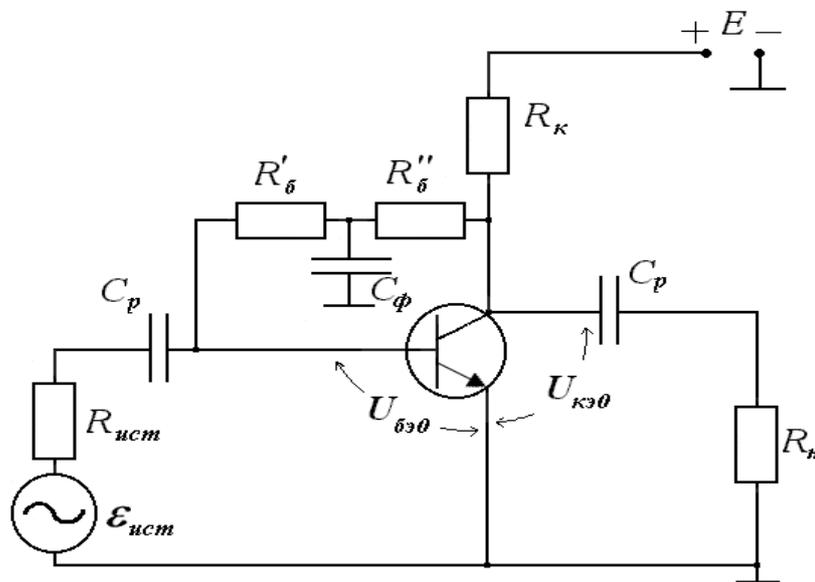


Рисунок 3.21

3.3.48. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.22) обозначить полярность источника питания, определить значения резисторов  $R_{\delta}$ ,  $R$ ,  $R_{э}$ , если известно, что  $E=23\text{ В}$ ,  $U_{\delta э 0}=0,5\text{ В}$ ,  $U_{к э 0}=6\text{ В}$ , ток покоя коллектора  $I_{к 0}=10\text{ мА}$ ,  $h_{21э}=50$ , ток делителя  $I_{\text{дел}}=5I_{\delta 0}$ , где  $I_{\delta 0}$  – ток смещения,  $R_{к}=1,1\text{ кОм}$ . Определить, как изменится глубина ООС по постоянному току в данной схеме, если транзи-

стор с коэффициентом усиления  $h_{21э}=50$  заменить на транзистор с  $h_{21э}=100$ . Входное сопротивление усилительного элемента  $R_{вх\ уэ} = 800 \text{ Ом}$ .

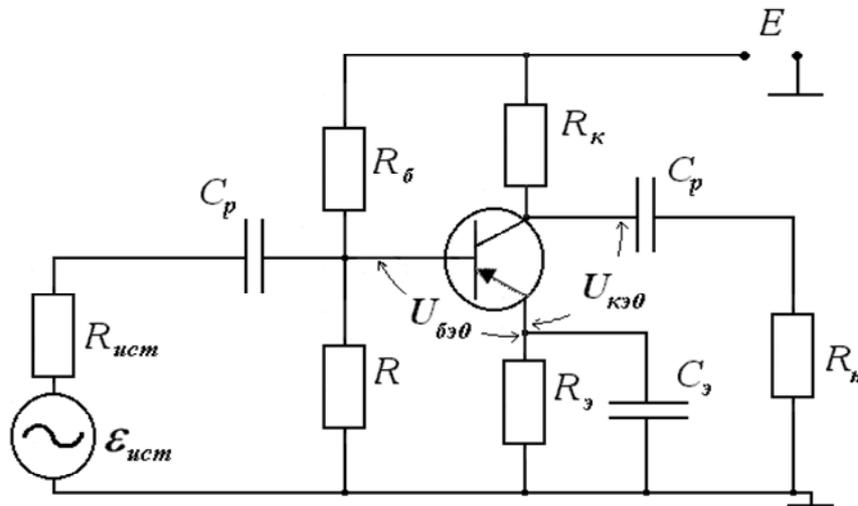


Рисунок 3.22

3.3.49. В усилительном каскаде (рисунок 3.23) определить значения резисторов  $R_k$  и  $R_э$ , если известно, что  $E=18\text{В}$ ,  $U_{кэ0} = 8 \text{ В}$ ,  $U_{бэ0} = 0,5 \text{ В}$ , ток делителя  $I_{дел} = 0,8 \text{ мА}$ ,  $h_{21э}=125$ ,  $R = 8 \text{ кОм}$ ,  $R_б = 12,5 \text{ кОм}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

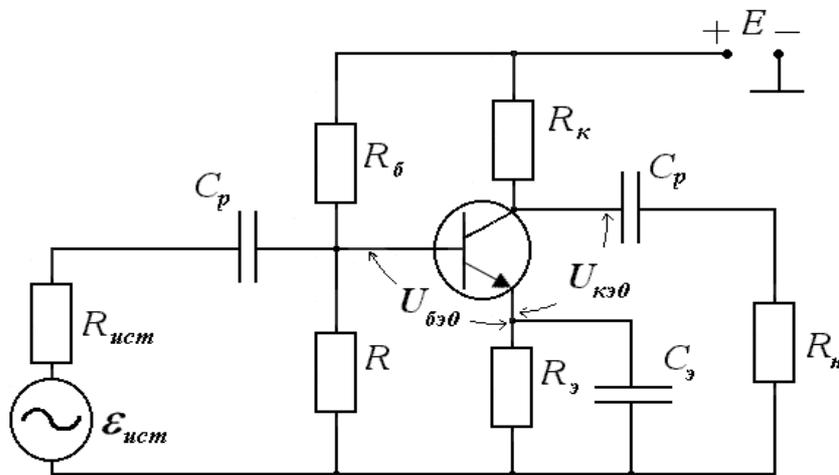


Рисунок 3.23

3.3.50. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.24) определить значение резистора  $R_э$ , если известно, что  $E=12\text{В}$ ,  $U_{бэ0}=0,25\text{В}$ , ток смещения  $I_{б0}=0,1\text{мА}$ , постоянный ток коллектора  $I_{к0}=2\text{мА}$ , ток делителя  $I_{дел}=4I_{б0}$ ,  $R_б=16\text{кОм}$ .

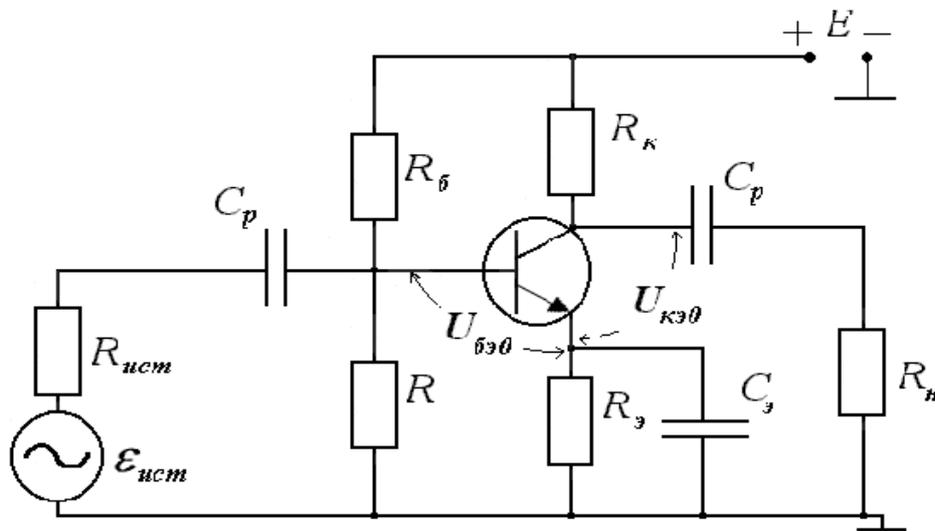


Рисунок 3.24

3.3.51. Нарисовать схему однотактного каскада с ОЭ с эмиттерной стабилизацией и рассчитать значения резисторов: в цепи коллектора  $R_k$ , в цепи эмиттера  $R_э$ , в цепи делителя для подачи смещения  $R$ , используя приведенное семейство выходных статических характеристик БТ (рисунок 3.25) с нагрузочной прямой по постоянному току и условия  $U_{бэ0} = 0,7B$ , ток делителя  $I_{дел} = 6I_{б0}$ ,  $R_б = 10 \text{ кОм}$ . Определить глубину ООС по постоянному току в данной схеме, если входное сопротивление транзистора  $R_{вх.э} = 1 \text{ кОм}$ .

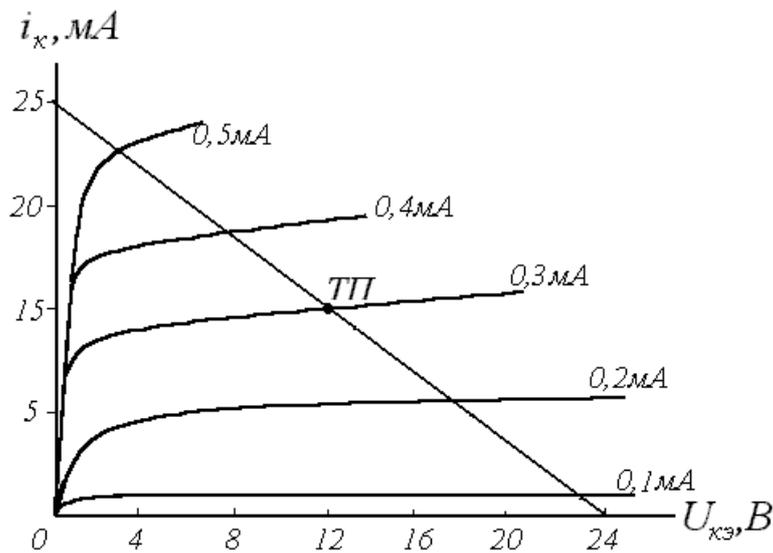


Рисунок 3.25

3.3.52. Изобразить схему однотактного усилительного каскада с ОЭ с коллекторной стабилизацией. Определить значения резисторов в коллекторной цепи  $R_k$ , в цепи базы  $R_б$ , используя приведенное семейство выходных статических характеристик (рисунок 3.26) с нагрузочной прямой по постоянному току, а также значение напряжения смещения  $U_{бэ0} = 0,6 \text{ В}$ . Определить глубину ООС, стабилизирующей выходной ток покоя  $I_{к0}$ , в данной схеме.

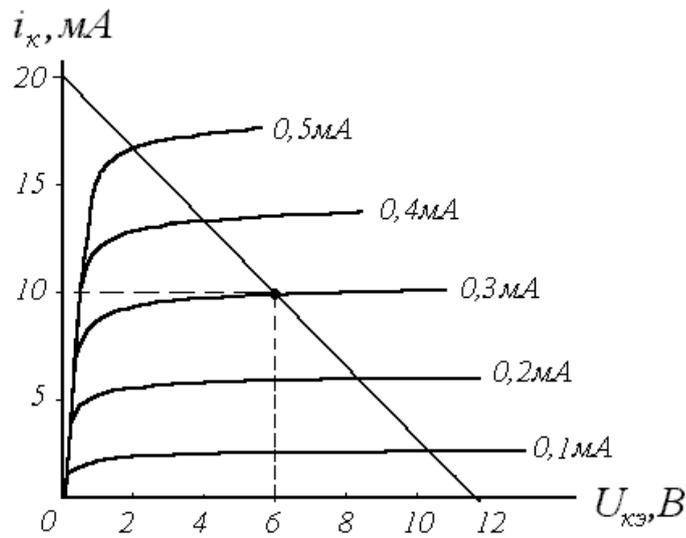


Рисунок 3.26

3.3.53. Изобразить схему однотактного каскада с ОЭ с эмиттерной стабилизацией и рассчитать значения резисторов: в цепи коллектора  $R_k$ , в цепи эмиттера  $R_э$ , в цепи делителя для подачи смещения  $R$ ,  $R_б$ , используя приведенное семейство выходных статических характеристик БТ (рисунок 3.27) с нагрузочной прямой по постоянному току и условия  $U_{бэ0} = 0,5 \text{ В}$ , ток делителя  $I_{дел} = 6I_{б0}$ ,  $R_k = 2R_э$ . Пояснить принцип действия стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды, использованной в данной схеме. Дать развернутый ответ.

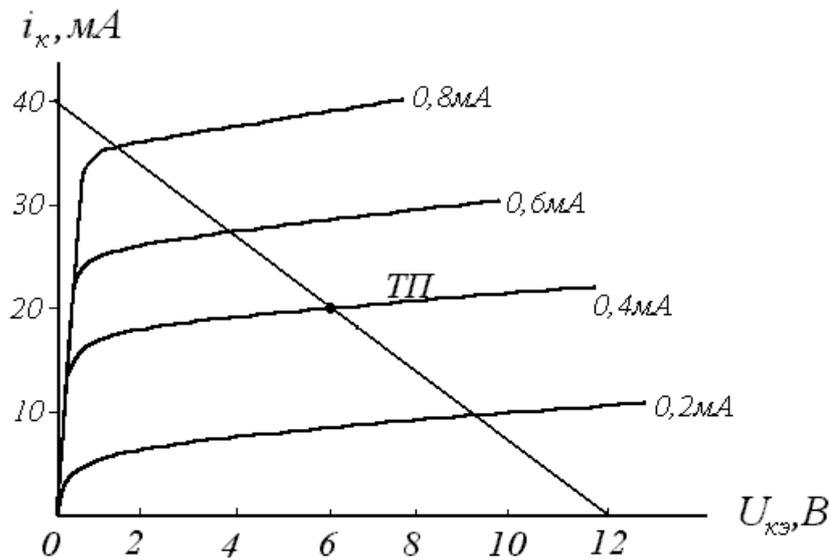


Рисунок 3.27

3.3.54. В усилительном каскаде (рисунок 3.13) определить напряжение в точке покоя  $U_{кэ0}$ , если известно, что  $E = 19 \text{ В}$ ,  $U_{бэ0} = 0,45 \text{ В}$ , ток делителя  $I_{дел} = 0,6 \text{ мА}$ ,  $h_{21э} = 90$ ,  $R_б = 20 \text{ кОм}$ ,  $R = 8,2 \text{ кОм}$ ,  $R_k = R_э$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.55. В схеме усилителя (рисунок 3.21) определить  $R_{\delta} = R_{\delta}' + R_{\delta}''$ , если известно, что  $E = 16 \text{ В}$ ,  $R_{\kappa} = 1,5 \text{ кОм}$ ,  $U_{\delta\epsilon 0} = 0,8 \text{ В}$ , ток смещения  $I_{\delta 0} = 0,15 \text{ мА}$ ,  $h_{21\epsilon} = 50$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.56. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.13) определить значение резистора  $R_{\epsilon}$ , если известно, что  $E = 20 \text{ В}$ ,  $U_{\kappa\epsilon 0} = 8 \text{ В}$ , ток смещения  $I_{\delta 0} = 0,1 \text{ мА}$ ,  $h_{21\epsilon} = 25$ ,  $R_{\kappa} = 3 \text{ кОм}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.57. В усилительном каскаде (рисунок 3.14) рассчитать значения элементов  $R_{\delta}$  и  $R_{\kappa}$ , если известно, что  $E = 11 \text{ В}$ ,  $U_{\kappa\epsilon 0} = 5 \text{ В}$ , ток покоя коллектора  $I_{\kappa 0} = 5 \text{ мА}$ ,  $h_{21\epsilon} = 100$ ,  $U_{\delta\epsilon 0} = 0,5 \text{ В}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.58. Определить значение постоянного тока, потребляемого от источника питания схемой усилительного каскада (рисунок 3.28), если известно, что  $E = 21 \text{ В}$ ,  $U_{\kappa\epsilon 0} = 15 \text{ В}$ ,  $h_{21\epsilon} = 40$ ,  $R_{\delta} = 16 \text{ кОм}$ ,  $R = 0,8 \text{ кОм}$ ,  $R_{\epsilon} = 1,5 \text{ кОм}$ ,  $R_{\kappa} = 2 \text{ кОм}$ . Определить, как изменится в данной схеме глубина ООС по постоянному току, если коэффициент усиления транзистора  $h_{21\epsilon} = 40$  заменить на коэффициент усиления  $h_{21\epsilon} = 120$ . Входное сопротивление усилительного элемента  $R_{\text{вх.уз}} = 500 \text{ Ом}$ .

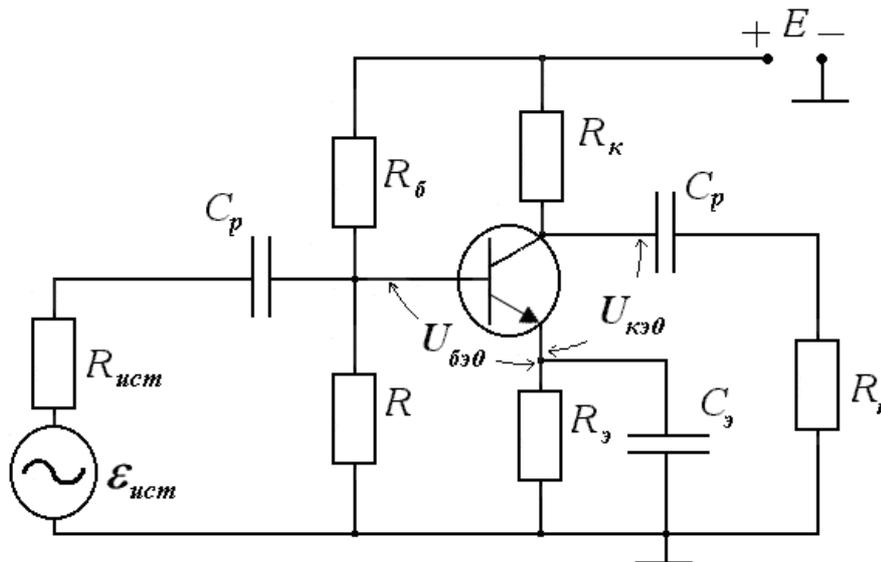


Рисунок 3.28

3.3.59. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.29) определить значения резисторов  $R_{\delta}$ ,  $R_{\kappa}$  и  $R_{\phi}$ , если известно, что  $E = 12 \text{ В}$ ,  $E' = 10 \text{ В}$ ,  $U_{\kappa\epsilon 0} = 5 \text{ В}$ ,

$U_{бэ0} = 0,2 \text{ В}$ , постоянный ток коллектора  $I_{к0} = 1 \text{ мА}$ ,  $h_{21э} = 20$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

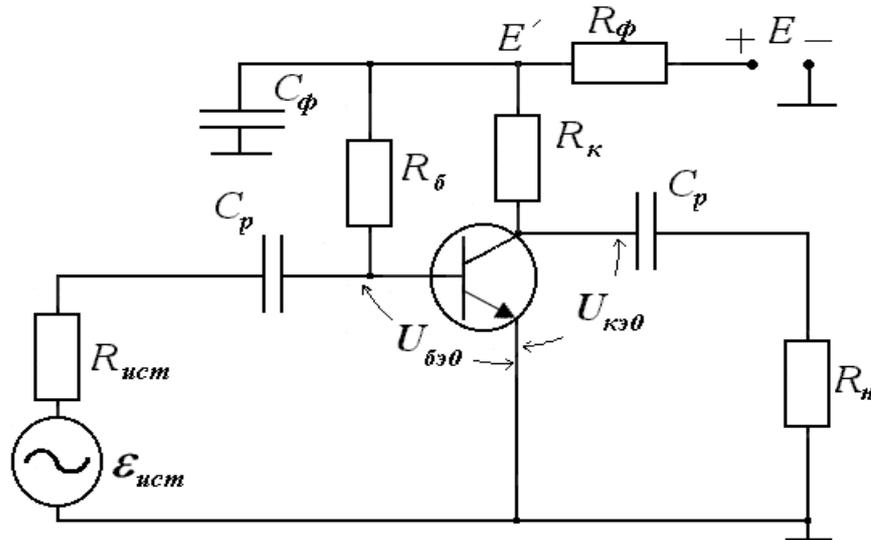


Рисунок 3.29

3.3.60. Определить значения резистора  $R_{б}$ ,  $R$  усилительного каскада (рисунок 3.16), если известно, что  $E = 20 \text{ В}$ ,  $U_{кэ0} = 14 \text{ В}$ ,  $h_{21э} = 20$ ,  $R_{к} = 1,5 \text{ кОм}$ ,  $U_{бэ0} = 0,4 \text{ В}$ , ток делителя  $I_{дел} = 1 \text{ мА}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.61. По схеме (рисунок 3.17) определить значение резистора  $R_{ф}$ , если известно, что  $E = 12 \text{ В}$ , постоянный ток коллектора  $I_{к0} = 2 \text{ мА}$ , ток делителя  $I_{дел} = 4I_{б0}$  ( $I_{б0}$  – ток смещения),  $h_{21э} = 100$ ,  $R_{б} = 66 \text{ кОм}$ ,  $R = 30 \text{ кОм}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.62. В усилительном каскаде (рисунок 3.17) определить значения резисторов  $R_{б}$ ,  $R$  и  $R_{ф}$ , если известно, что  $E = 12 \text{ В}$ ,  $U_{кэ0} = 5 \text{ В}$ ,  $U_{бэ0} = 0,5 \text{ В}$ , постоянный ток коллектора  $I_{к0} = 1 \text{ мА}$ , ток делителя  $I_{дел} = 5I_{б0}$ ,  $h_{21э} = 20$ ,  $R_{э} = R_{к} = 2,5 \text{ кОм}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.63. Для каскада усиления (рисунок 3.19) определить необходимое напряжение питания  $E$ , если известно, что  $U_{бэ0} = 0,2 \text{ В}$ , постоянный ток коллектора  $I_{к0} = 3 \text{ мА}$ , ток смещения  $I_{б0} = 0,2 \text{ мА}$ ,  $R_{ф} = 540 \text{ Ом}$ ,  $R_{б} = 9 \text{ кОм}$ ,  $R_{э} = 1 \text{ кОм}$ . Обозначить полярность источника питания. Какой способ подачи смещения исполь-

зован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.64. В усилительном каскаде (рисунок 3.30) обозначить полярность источника питания, определить значения резисторов  $R_{\bar{\sigma}}$ ,  $R$ ,  $R_{\phi}$ , если известно, что  $E = 13 В$ ,  $U_{кэ0} = 4,8 В$ ,  $U_{\bar{\sigma}э0} = 0,45 В$ , постоянный ток коллектора  $I_{к0} = 1 мА$ , ток делителя  $I_{дел} = 5I_{\bar{\sigma}0}$ ,  $h_{21э} = 25$ ,  $R_{э} = R_{к} = 2,5 кОм$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.65. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.29) определить значение резистора  $R_{\phi}$ , если известно, что  $E = 16 В$ ,  $U_{кэ0} = 5 В$ , ток смещения  $I_{\bar{\sigma}0} = 0,15 мА$ ,  $h_{21э} = 20$ ,  $R_{к} = 3 кОм$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

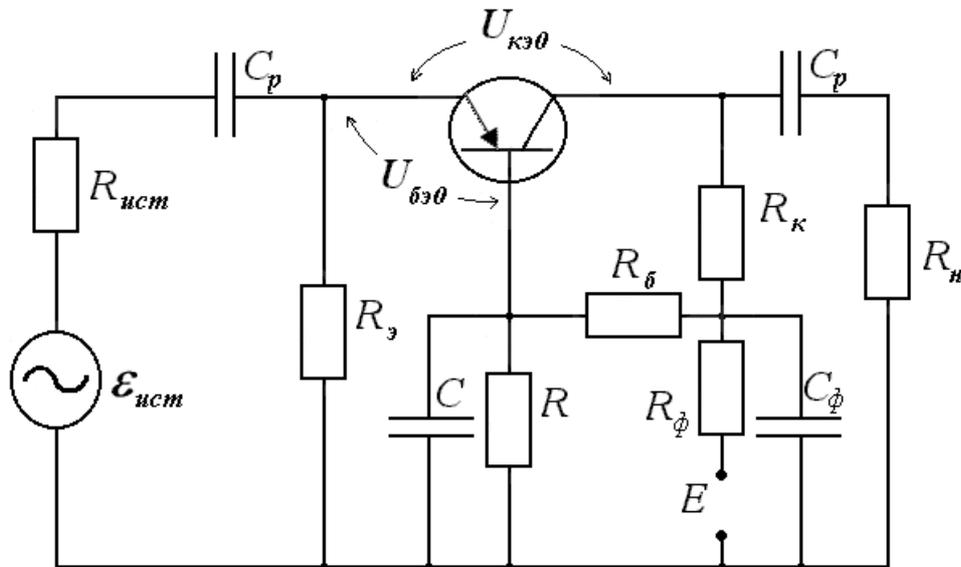


Рисунок 3.30

3.3.66. Для схемы усилительного каскада (рисунок 3.31) определить значение резистора  $R_{к}$ , если известно, что  $E = 12 В$ ,  $U_{\bar{\sigma}э0} = 0,4 В$ ,  $U_{кэ0} = 4,8 В$ ,  $h_{21э} = 60$ ,  $R_{\bar{\sigma}} = 43 кОм$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

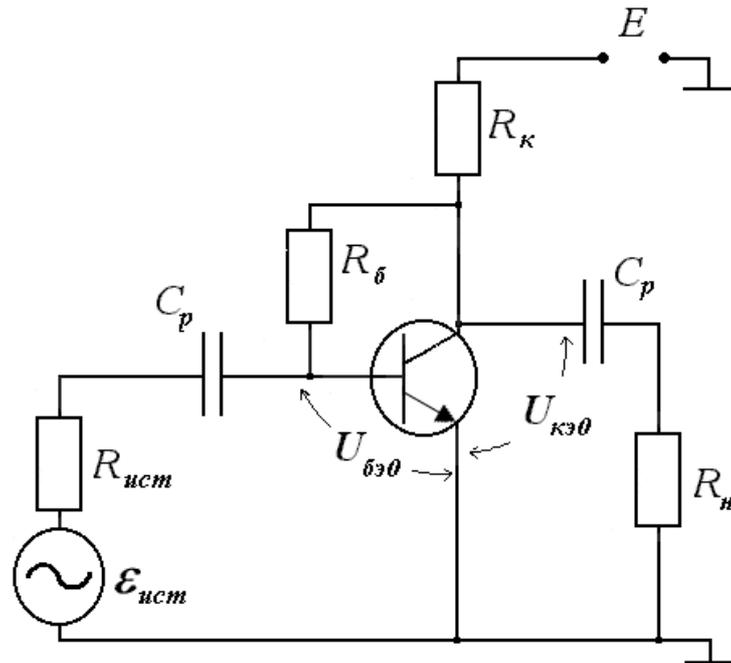


Рисунок 3.31

3.3.67. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.21) определить значения резисторов  $R_{б}'$ ,  $R_{б}''$ ,  $R_{к}$ , если известно, что  $E = 12 В$ ,  $U_{бэ0} = 0,4 В$ ,  $U_{кэ0} = 5,4 В$ , ток смещения  $I_{б0} = 0,2 мА$ ,  $h_{21э} = 40$ ,  $R_{б}' = R_{б}''$ . Определить, как изменится глубина ООС, стабилизирующий выходной ток покоя, при изменении значения  $h_{21э}$  от 40 до 80.

3.3.68. В схеме усилителя (рисунок 3.8) рассчитать значения резисторов  $R_{б}$ ,  $R$ ,  $R_{к}$ ,  $R_{э}$ , если известно, что  $E = 10 В$ ,  $U_{кэ0} = 5 В$ ,  $U_{бэ0} = 0,2 В$ ,  $U_{Rэ} = 1 В$ , постоянный ток коллектора  $I_{к0} = 5 мА$ ,  $h_{21э} = 20$ , ток делителя  $I_{дел} = 4I_{б0}$ , где  $I_{б0}$  – ток смещения. Определить глубину ООС по постоянному току в данной схеме, если входное сопротивление транзистора  $R_{вх.у.э.} = 1 кОм$ .

3.3.69. В усилительном каскаде (рисунок 3.8) определить напряжение в точке покоя  $U_{кэ0}$ , если известно, что  $E = 18 В$ ,  $U_{бэ0} = 0,4 В$ , ток делителя  $I_{дел} = 0,6 мА$ ,  $h_{21э} = 100$ ,  $R_{б} = 20 кОм$ ,  $R = 3 кОм$ ,  $R_{к} = R_{э}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.70. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.8) определить значение резистора  $R_{э}$ , если известно, что  $E = 14 В$ ,  $U_{бэ} = 0,3 В$ , ток смещения  $I_{б0} = 0,1 мА$ , постоянный ток коллектора  $I_{к0} = 3 мА$ ,  $R_{б} = 6,2 кОм$ ,  $R = 2 кОм$ . Определить глубину ООС по постоянному току в данной схеме, если входное сопротивление усилительного элемента  $R_{вх.уэ} = 500 Ом$ .

3.3.71. Нарисовать схему однотактного каскада с ОЭ с эмиттерной стабилизацией и рассчитать значения резисторов в цепи коллектора  $R_{к}$ , в цепи эмиттера  $R_{э}$ , в цепи делителя для подачи смещения  $R$ ,  $R_{б}$ , используя приведен-

ное семейство выходных статических характеристик БТ (рисунок 3.32) с нагрузочной прямой по постоянному току и значения  $U_{бэ0} = 0,75В$ , тока делителя  $I_{дел} = 4I_{б0}$ ,  $R_k = R_э$ . Рассчитать глубину ООС по постоянному току в данной схеме, если входное сопротивление усилительного элемента  $R_{вх.уэ} = 1,2кОм$ .

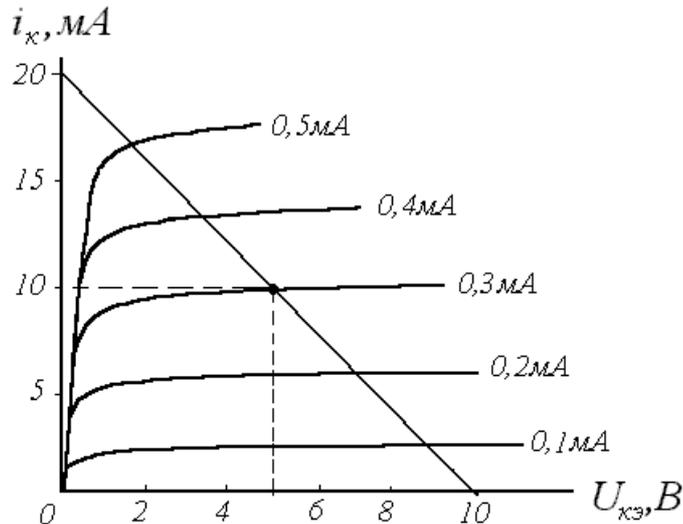


Рисунок 3.32

3.3.72. Нарисовать схему однотактного каскада с ОЭ с эмиттерной стабилизацией и рассчитать значения резисторов в цепи коллектора  $R_k$ , в цепи эмиттера  $R_э$ , а также значение резистора базового делителя  $R_б$ , используя семейство выходных статических характеристик БТ (рисунок 3.33) с нагрузочной прямой по постоянному току и значения  $U_{бэ0} = 0,3 В$ , тока делителя  $I_{дел} = 4I_{б0}$  ( $I_{б0}$  – ток смещения),  $R = 2 кОм$  (нижний резистор базового делителя). Пояснить принцип действия стабилизации режима работы при изменении температуры окружающей среды, использованной в заданной схеме.

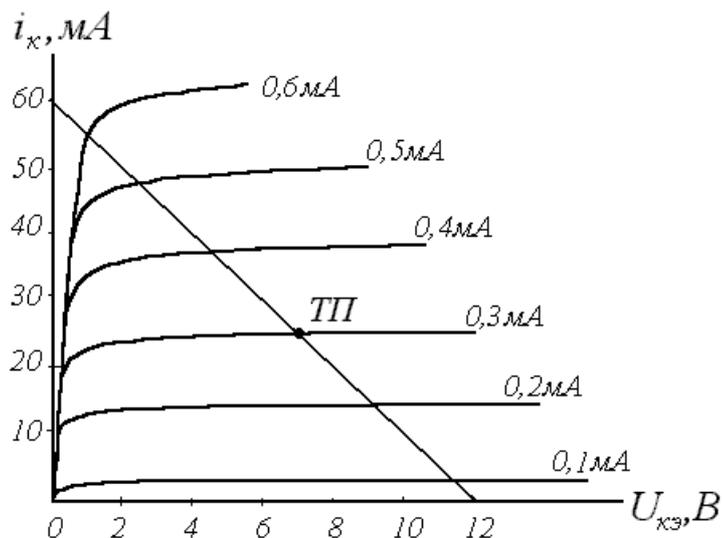


Рисунок 3.33

3.3.73. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.19) определить значение резистора  $R_ф$ , если известно, что  $E = 18 В$ ,  $U_{бэ0} = 0,4 В$ , ток покоя  $I_{к0} = 3,6 мА$ ,

$h_{21э} = 36$ ,  $R_{б} = 10 \text{ кОм}$ ,  $R = 3,6 \text{ кОм}$ ,  $R_{э} = 1 \text{ кОм}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.74. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.13) определить значения резисторов  $R_{б}$ ,  $R$ , если известно, что  $E = 22\text{В}$ , постоянный ток коллектора  $I_{к0} = 10\text{мА}$ ,  $h_{21э} = 40$ ,  $U_{бэ0} = 0,4\text{В}$ ,  $R_{э} = 430 \text{ Ом}$ , ток делителя  $I_{дел} = 6I_{б0}$ , где  $I_{б0}$  – ток смещения. Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.75. В усилительном каскаде (рисунок 3.13) определить значения резисторов  $R_{к}$ ,  $R_{э}$ , если известно,  $E = 20\text{В}$ , что  $U_{кэ0} = 9\text{В}$ ,  $U_{бэ0} = 0,4\text{В}$ , ток делителя  $I_{дел} = 0,8\text{мА}$ ,  $h_{21э} = 40$ ,  $R_{б} = 12 \text{ кОм}$ ,  $R = 5 \text{ кОм}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.76. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.13) определить значение резистора  $R_{э}$ , если известно, что  $E = 12\text{В}$ ,  $U_{бэ0} = 0,25\text{В}$ , ток смещения  $I_{б0} = 0,1\text{мА}$ , постоянный ток коллектора  $I_{к0} = 2\text{мА}$ , ток делителя  $I_{дел} = 4I_{б0}$ ,  $R_{б} = 16 \text{ кОм}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.77. В схеме усилителя (рисунок 3.14) рассчитать значения резисторов  $R_{б}$ ,  $R_{к}$ , если известно, что  $E = 12\text{В}$ ,  $U_{бэ0} = 0,4\text{В}$ ,  $U_{кэ0} = 8\text{В}$ ,  $I_{б0} = 0,4\text{мА}$ ,  $h_{21э} = 20$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.78. Определить значения постоянных токов коллектора  $I_{к0}$ , базы  $I_{б0}$  и делителя  $I_{дел}$  в усилительном каскаде (рисунок 3.15), если известно, что  $E = 20\text{В}$ ,  $U_{кэ0} = 14\text{В}$ ,  $h_{21э} = 20$ ,  $R_{б} = 16 \text{ кОм}$ ,  $R = 0,8 \text{ кОм}$ ,  $R_{э} = 1,5 \text{ кОм}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.79. Определить значение резистора  $R_{б}$  в усилительном каскаде (рисунок 3.15), если известно, что  $E = 12\text{В}$ ,  $U_{бэ0} = 0,34\text{В}$ , ток покоя коллектора  $I_{к0} = 2,8\text{мА}$ , ток смещения  $I_{б0} = 0,2\text{мА}$ ,  $R = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_{э} = 720 \text{ Ом}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в

приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.80. Определить значения резистора  $R_{\bar{\sigma}}$ ,  $R$ ,  $R_k$  усилительного каскада (рисунок 3.16), если известно, что  $E = 24 \text{ В}$ ,  $U_{k\varepsilon 0} = 10 \text{ В}$ ,  $U_{\bar{\sigma}\varepsilon 0} = 0,5 \text{ В}$ , ток смещения  $I_{\bar{\sigma}0} = 0,1 \text{ мА}$ ,  $h_{21\varepsilon} = 50$ , ток делителя  $I_{\text{дел}} = 0,5 \text{ мА}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.81. В усилительном каскаде (рисунок 3.18) рассчитать значение резистора  $R_{\phi}$ , если известно, что  $E = 16 \text{ В}$ ,  $U_{\bar{\sigma}\varepsilon 0} = 0,3 \text{ В}$ , ток покоя  $I_{k0} = 3,2 \text{ мА}$ ,  $h_{21\varepsilon} = 32$ ,  $R_{\bar{\sigma}} = 10 \text{ кОм}$ ,  $R = 3,6 \text{ кОм}$ ,  $R_{\varepsilon} = 1 \text{ кОм}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.82. Рассчитать значения резисторов  $R_{\bar{\sigma}}$  и  $R_{\phi}$  в усилительном каскаде (рисунок 3.18), если известно, что  $E = 10 \text{ В}$ ,  $U_R = 2 \text{ В}$ , ток смещения  $I_{\bar{\sigma}0} = 0,15 \text{ мА}$ ,  $h_{21\varepsilon} = 20$ ,  $R = 2 \text{ кОм}$ ,  $U_{R\phi} = 0,1E$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.83. В схеме усилительного каскада (рисунок 3.28) определить значения резисторов  $R_{\phi}$  и  $R_{\varepsilon}$ , если известно, что на них падают одинаковые напряжения ( $U_{R\phi} = U_{R\varepsilon}$ ),  $E = 20 \text{ В}$ ,  $U_{k\varepsilon 0} = 7 \text{ В}$ , ток покоя  $I_{k0} = 4 \text{ мА}$ , ток делителя  $I_{\text{дел}} = 7I_{\bar{\sigma}0}$ ,  $h_{21\varepsilon} = 20$ ,  $R_k = 1,5 \text{ кОм}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.84. Определить значение резистора  $R_{\phi}$  в усилительном каскаде (рисунок 3.28), если известно, что  $E = 14 \text{ В}$ , постоянный ток коллектора  $I_{k0} = 2 \text{ мА}$ , ток делителя  $I_{\text{дел}} = 5I_{\bar{\sigma}0}$  ( $I_{\bar{\sigma}0}$  – ток смещения),  $h_{21\varepsilon} = 110$ ,  $R_{\bar{\sigma}} = 66 \text{ кОм}$ ,  $R = 25 \text{ кОм}$ . Какой способ подачи смещения использован в приведенной схеме? Сделано ли что-то в приведенном усилительном каскаде для стабилизации точки покоя при изменении температуры окружающей среды? Дать развернутый ответ.

3.3.85. В схеме задачи 3.3.41 использован германиевый транзистор с обратным током коллектора  $I_{k\bar{\sigma}0} = 1 \text{ мкА}$  (при  $T_c = 25^\circ\text{C}$ ). Определить максимальное отклонение тока коллектора  $\Delta I_{k0}$  при нагревании транзистора в этой схеме до  $45^\circ\text{C}$  и изменении коэффициента усиления  $h_{21\varepsilon}$  от 100 до 150.

3.3.86. Рассчитать номиналы элементов  $R1$ ,  $R4$  в схеме на рисунке 3.34, если  $E_n = 15\text{В}$ ,  $U_{cu0} = 7\text{В}$ ,  $i_{c0} = 1\text{мА}$ ,  $R3 = 10\text{кОм}$ . Пояснить, назначение элементов в схеме, как осуществляется питание транзистора.

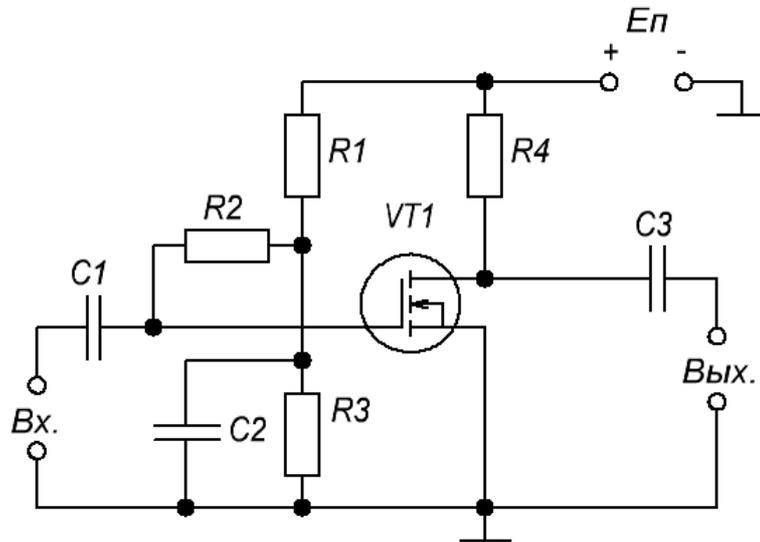


Рисунок 3.34

3.3.87. Рассчитать номиналы элементов  $R1$ ,  $R3$  в схеме на рисунке 3.35, если  $U_{cu0} = 6\text{В}$ ,  $i_{c0} = 2\text{мА}$ ,  $R4 = 4,7\text{кОм}$ ,  $i_{\partial 0} = 0,1\text{мА}$ . Пояснить, назначение элементов в схеме и как осуществляется смещение в этой схеме.

3.3.88. Найти сопротивление резисторов  $R4$ ,  $R5$  в схеме на рисунке 3.35, если  $U_{cu0} = 5\text{В}$ ,  $i_{c0} = 2,5\text{мА}$ ,  $R2 = 12\text{кОм}$ ,  $R3 = 10\text{кОм}$ ,  $i_{\partial 0} = 0,2\text{мА}$ . Пояснить, назначение элементов в схеме усилителя на рисунке 2. Сделано ли что-то для обеспечения стабилизации точки покоя в этой схеме?

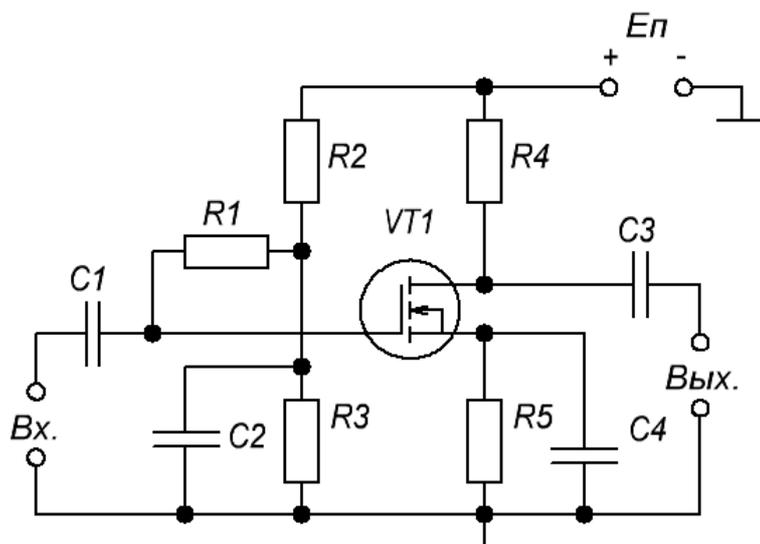


Рисунок 3.35

3.3.89. Определить напряжение источника питания, найти значение сопротивления  $R3$  в схеме усилителя на рисунке 3.35, если  $U_{R5} = 0,7\text{В}$ ,  $i_{c0} = 1\text{мА}$ ,  $R4 = 6,2\text{кОм}$ ,  $R2 = 20\text{кОм}$ . Пояснить, назначение элементов в схеме усилителя

на рисунке 2. Сделано ли что-то для обеспечения стабилизации точки покоя в этой схеме?

3.3.90. Рассчитать номиналы элементов  $R1$ ,  $R3$ ,  $R5$ ,  $R6$  в схемы на рисунке 3.36, если  $E_n=12\text{В}$ ,  $U_{R6}=U_{R5}$ ,  $i_{\partial 0}=0,05\text{мА}$ ,  $R4=7,5\text{кОм}$ . Пояснить, назначение элементов в схеме и как осуществляется смещение. Сделано ли что-то для обеспечения стабилизации точки покоя?

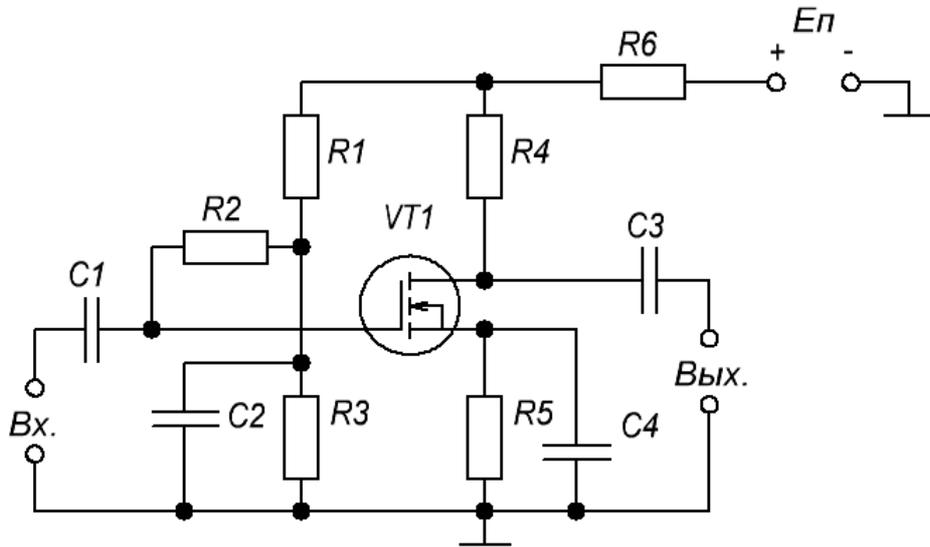


Рисунок 3.36

3.3.91. Рассчитать  $i_{c0}$ ,  $U_{зи0}$ ,  $R2$ ,  $R4$  в схемы на рисунке 3.36, если  $E_n=15\text{В}$ ,  $U_{R6}=0,1E_n$ ,  $R1=27\text{кОм}$ ,  $R5=270\text{Ом}$ ,  $U_{cu0}=8\text{В}$ . Пояснить, назначение элементов в схеме и как осуществляется смещение. Сделано ли что-то для обеспечения стабилизации точки покоя?

3.3.92. Найти  $R1$ ,  $R4$ ,  $R5$  в схемы на рисунке 3.36, если  $E_n=18\text{В}$ ,  $U_{R5}=1\text{В}$ ,  $R3=11\text{кОм}$ ,  $R5=470\text{Ом}$ ,  $R6=1\text{кОм}$ ,  $i_{\partial 0}=0,05i_{c0}$ . Пояснить, назначение элементов в схеме и как осуществляется смещение. Сделано ли что-то для обеспечения стабилизации точки покоя?

3.3.93. Изобразить схему каскада предварительного усиления на МОП-транзисторе с истоковой стабилизацией тока покоя. Показать пути протекания постоянных токов. Пояснить, как подается смещение на затвор. Найти номиналы всех сопротивлений в схеме каскада (рисунок 3.36). Пояснить, как изменится нестабильность тока стока, если крутизна характеристики прямой передачи транзистора увеличится.

3.3.94. Изобразить схему каскада предварительного усиления на МОП-транзисторе с комбинированной стабилизацией тока покоя. Показать пути протекания постоянных токов. Пояснить, как подается смещение на затвор. Найти номиналы всех сопротивлений в схеме каскада (рисунок 3.37) учитывая, что на сопротивлении  $R_{\phi}$  падает 10% напряжения источника питания. Пояснить, как изменится нестабильность тока стока, если крутизна характеристики прямой передачи транзистора уменьшится.

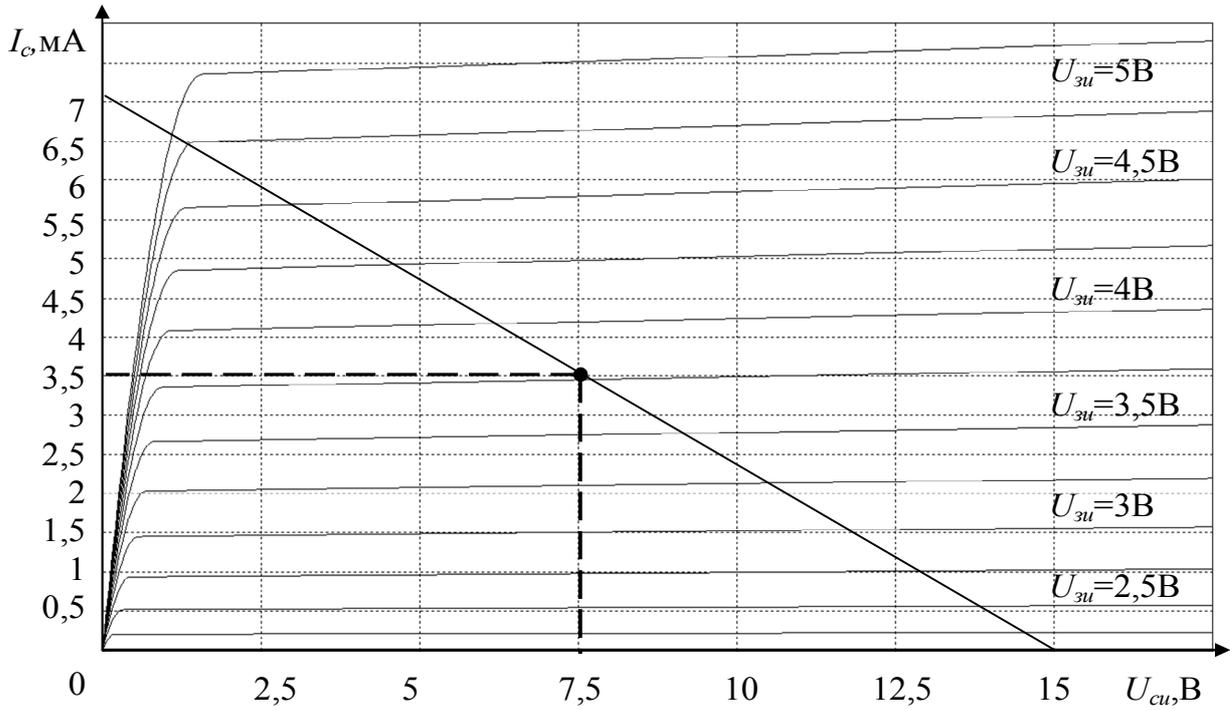


Рисунок 3.37

3.3.95. Изобразить схему каскада предварительного усиления на МОП-транзисторе с истоковой стабилизацией тока покоя. Показать пути протекания постоянных токов. Пояснить, как подается смещение на затвор. Найти номиналы всех сопротивлений в схеме каскада (рисунок 3.38), учитывая, что на сопротивлении  $R_{\phi}$  падает 10% напряжения источника питания. Пояснить, как изменится нестабильность тока стока, если крутизна характеристики прямой передачи транзистора увеличится в 2 раза.

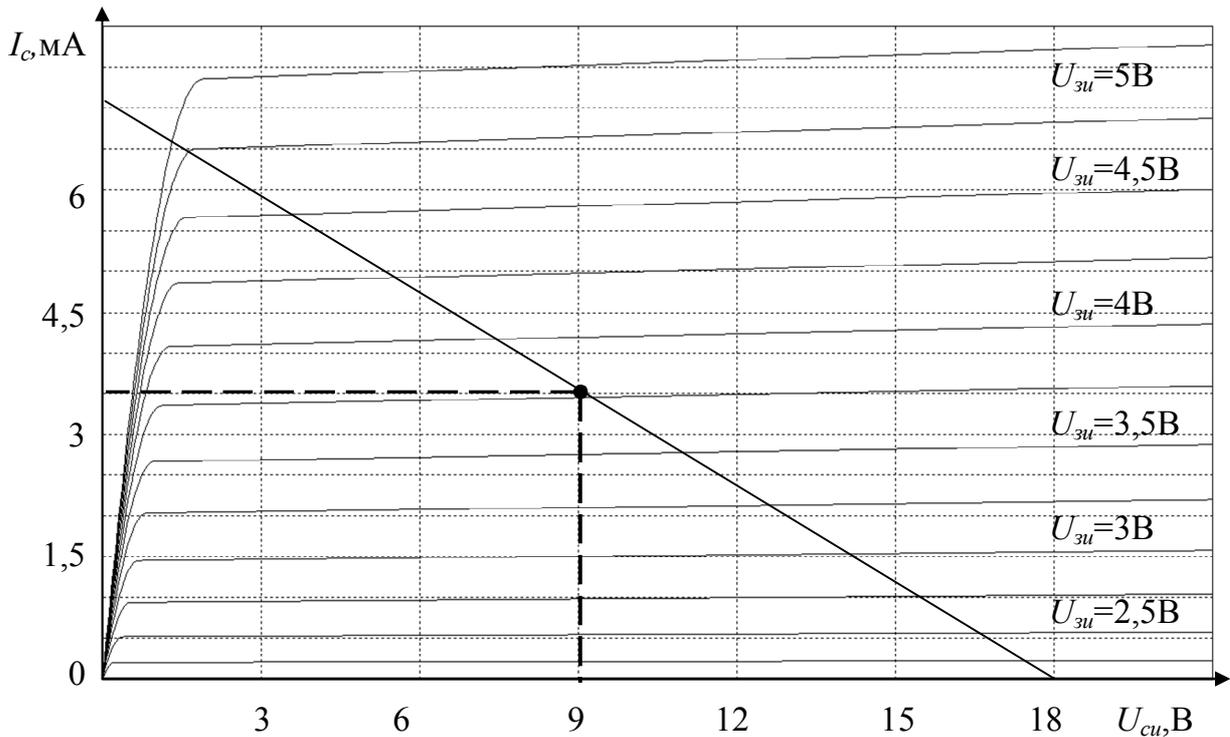


Рисунок 3.38

## 4 ПРОЕКТИРОВАНИЕ И АНАЛИЗ КАСКАДОВ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ НА ТРАНЗИСТОРАХ

### 4.1 Краткие теоретические сведения

Усилители электрических сигналов являются, как правило, многокаскадными, поскольку одним каскадом сложно одновременно выделить заданную мощность в нагрузке и обеспечить достаточно большое усиление по мощности. Эти задачи выполняются разными каскадами, особенно при необходимости получения большой мощности в нагрузке.

**Предварительные каскады** предназначены для обеспечения основного усиления по мощности и работают с малыми уровнями сигналов, при которых нелинейностью характеристик транзисторов можно пренебречь.

При расчете и анализе каскадов предварительного усиления (КПУ), работающих в линейном режиме, необходимо решить следующие задачи:

1. Выбор количества, типов и режимов работы усилительных элементов с целью обеспечения необходимого коэффициента усиления при допустимом уровне собственных помех.
2. Анализ влияния элементов схемы на линейные искажения (частотные, фазовые и переходные).
3. Выбор оптимальных величин компонентов, при которых линейные искажения, создаваемые КПУ, не превышают допустимых значений.

При построении широкополосных и импульсных усилителей схемы КПУ могут содержать элементы коррекции, которые позволяют обеспечить усиление в широком диапазоне частот при допустимых частотных и переходных искажениях [1-5].

Для анализа КПУ необходимо учитывать инерционность  $p - n$  переходов транзисторов, приводящую к возникновению линейных искажений. С учетом емкостных свойств  $p - n$  переходов транзистор КПУ может быть заменен соответствующей линейной (эквивалентной) схемой. Для биполярного транзистора чаще всего используется эквивалентная схема в системе физических параметров, приведенная на рисунке 4.1 [1]. На схеме  $r_{\delta' \delta}$  – объемное сопротивление полупроводника базы;  $r_{\delta' \varepsilon}$  – сопротивление перехода база – эмиттер;  $C_{\delta' \varepsilon}$  – емкость перехода база – эмиттер;  $r_{\kappa \varepsilon}$  – выходное сопротивление транзистора;  $C_{\kappa}$  – емкость коллекторного перехода;  $r_{\delta' \kappa}$  и  $C_{\delta' \kappa}$  – соответственно сопротивление и емкость перехода коллектор – эмиттер.

На рисунке 4.1 элементы  $r_{\delta' \delta}$ ,  $r_{\delta' \varepsilon}$ ,  $C_{\delta' \varepsilon}$  относятся ко входной цепи транзистора и определяют входное реактивное сопротивление перехода  $\delta - \varepsilon$ . Переход  $\kappa - \varepsilon$  транзистора, представленный в виде эквивалентного генератора напряжения с внутренним сопротивлением  $r_{\kappa}$  и емкостью коллекторного перехода  $C_{\kappa}$ , относится к выходной цепи транзистора. Элементы  $r_{\delta' \kappa}$  и  $C_{\delta' \kappa}$  создают внутреннюю отрицательную обратную связь.

При анализе эквивалентных схем считают, что сопротивление  $r_{\delta' \kappa}$  очень велико и не оказывает существенного влияния на работу схемы, а влияние

емкости  $C_{\delta'к}$  учитывают при анализе влияния входной цепи совместно с емкостью  $C_{\delta'э}$ , заменяя две емкости – одной эквивалентной (входной динамической) емкостью, которая определяется по формуле

$$C_{вх\ дина} = C_{\delta'э} + C_{\delta'к} (1 + h_{21э,ср}). \quad (4.1)$$

Сопротивление  $r_{\delta'б}$  и  $r_{\delta'э}$  могут быть определены по формулам

$$r_{\delta'б} = \tau_k / C_{\delta'к}; \quad r_{\delta'э} = 1 / (2\pi f_{h_{21э,ср}} C_{\delta'э}) = h_{21э} / \gamma I_k, \quad (4.2)$$

где параметры  $h_{21э,ср} = \sqrt{h_{21э,мин} h_{21э,макс}}$ ;  $\tau_k$  – постоянная времени цепи обратной связи на высокой частоте;  $C_{\delta'к}$  – емкость коллекторного перехода;  $C_{\delta'э}$  – емкость эмиттерного перехода;  $f_{h_{21э}}$  – предельная частота усиления тока для схемы включения с ОЭ – приводятся в справочнике;  $\gamma = 25 \text{ В}^{-1}$  для кремниевых транзисторов.

Тогда эквивалентная схема транзистора может быть изображена в упрощенном виде, как показано на рисунке 4.2.

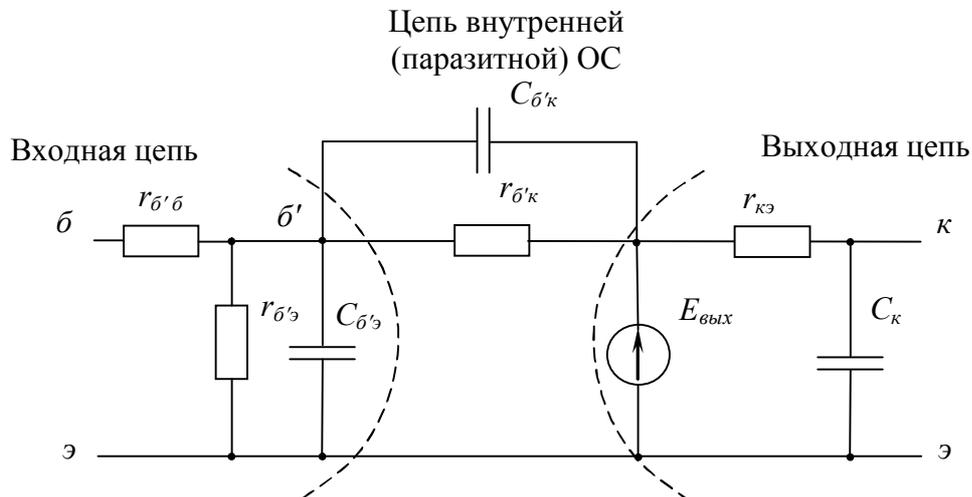


Рисунок 4.1 – Эквивалентная схема биполярного транзистора в системе физических параметров

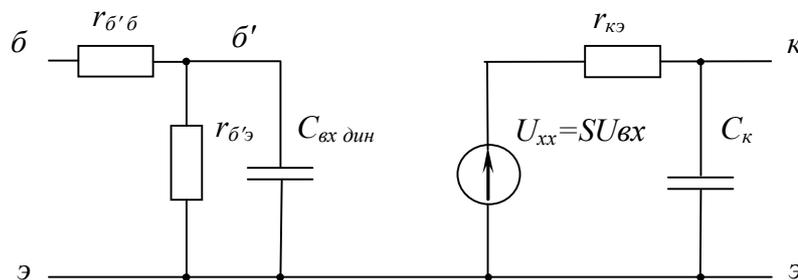


Рисунок 4.2 – Упрощенная эквивалентная схема биполярного транзистора

Принципиальная схема простейшего резисторного каскада предварительного усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером, и эмиттерной стабилизацией приведена на рисунке 4.3. Такой каскад называют резисторным или каскадом с резисторно-емкостной связью с нагрузкой.

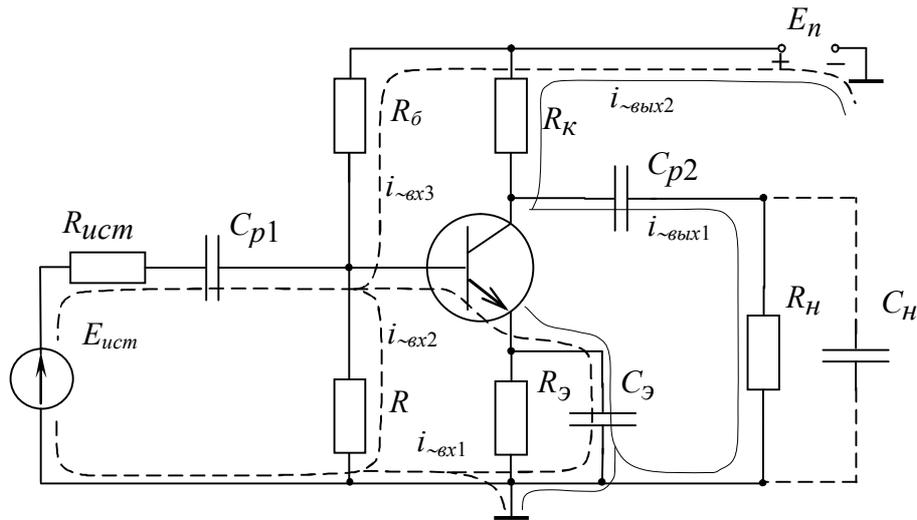


Рисунок 4.3 – Каскад предварительного усиления на биполярном транзисторе (пунктиром показаны пути протекания входного переменного тока, сплошной линией – выходного)

Для составления эквивалентной схемы и анализа КПУ необходимо знать, как протекают переменные токи через элементы схемы. На рисунке 4.3 пунктиром показаны переменные токи, протекающие во входной цепи транзистора (от источника сигнала), сплошной линией – в выходной цепи (от транзистора), причем, направление токов меняются для разных полупериодов входного сигнала. На эквивалентной схеме входной (или выходной) цепи усилительного каскада изображаются элементы, через которые протекают составляющие входного (или выходного) переменного тока. При этом транзистор заменяют эквивалентной схемой, изображенной в системе физических параметров (рисунок 4.2), источник питания для каскадов предварительного усиления заменяют проводником, поскольку его сопротивление переменному току близко к нулю. Для упрощения анализа на эквивалентной схеме могут не показываться сопротивление и емкость в цепи эмиттера, являющимися элементами местной обратной связи. Влияние этих элементов можно проанализировать отдельно.

Выходная цепь транзистора шунтируется емкостью

$$C_{0\text{вых}} = C_K + C_M + C_H, \quad (4.3)$$

где  $C_K$  – выходная емкость транзистора;  $C_H$  – емкость нагрузки, в качестве которой может рассматриваться входная динамическая емкость транзистора следующего каскада;  $C_M$  – емкость монтажа, учитывающая паразитные связи между элементами вследствие конструктивных особенностей расположения компонентов на печатной плате.

При анализе предварительного каскада учитывают частотные и переходные искажения, создаваемые только выходной цепью. Искажения, вносимые входной цепью, рассчитывается при проектировании предыдущего кас-

када. Общие частотные искажения (на нижних или верхних частотах) всего усилителя рассчитывают как произведение коэффициентов частотных искажений, создаваемых элементами входной цепи, выходной цепи и цепи обратной связи.

В области верхних частот при правильном выборе транзистора величина искажений определяется постоянной времени нагружающей цепи ( $R_{э.экв}C_0$ ), причем, считается, что выходное сопротивление транзистора ( $r_{кэ}$ ) много больше сопротивления в коллекторной цепи ( $R_k$ ). Эквивалентное сопротивление нагрузки транзистора по переменному току в области верхних частот:

$$R_{э.экв} = R_{к\sim} = \frac{R_k R_n}{(R_k + R_n)}. \quad (4.4)$$

Величина допустимых искажений в области нижних частот  $M_n$  распределяется между переходной цепью (с учетом влияния выходной разделительной емкости  $C_{p2}$ ) –  $M_{np}$  и цепью  $C_э, R_э$  –  $M_{нэ}$ . Тогда  $M_n = M_{np} M_{нэ}$ .

Если ограничения не оговариваются, то можно ориентировочно принять

$$M_{np} = M_{нэ} = \sqrt{M_n}. \quad (4.5)$$

Тогда

$$C_{p2} = \frac{1}{2\pi f_n (R_k + R_n) \sqrt{M_{np}^2 - 1}}, \quad (4.6)$$

$$C_э = \frac{1}{2\pi f_n R_э} \sqrt{\frac{(1 + S_э R_э)^2 - M_{нэ}^2}{M_{нэ}^2 - 1}}, \quad (4.7)$$

где  $S_э = h_{21э} / r_{бэ}$  – крутизна характеристики тока эмиттера.

Прочие элементы схемы рассчитываются, исходя из соображений обеспечения необходимого режима работы транзистора (см. раздел 3).

При расчете параметров предыдущего каскада его сопротивление нагрузки  $R'_n$  определяется входным сопротивлением следующего каскада, а емкость нагрузки  $C'_n$  – входной емкостью следующего каскада:

$$R'_n = (1/R_{бсл} + 1/R_{сл} + 1/R_{вх VT сл})^{-1}; \quad (4.8)$$

$$C'_n = (0.16 / f_T \cdot r_э) + C_k(1+K), \quad (4.9)$$

где  $R_{б}$  и  $R$  – резисторы в цепи базового делителя;

$R_{вх VT}$  – входное сопротивление транзистора;

$r_э = (0.026 / i_{к0})$  – сопротивление эмиттера;

$C_k$  – емкость коллекторного перехода;

$f_T$  – граничная частота транзистора;

$K$  – коэффициент усиления каскада по напряжению;

$i_{к0}$  – ток покоя в цепи коллектора.

Параметры  $f_T$  и  $C_K$  – выбираются из справочника;  $R_{\delta}$ ,  $R$ ,  $R_{ex VT}$  и  $K$  определяются в процессе расчета.

В справочнике частотные параметры транзистора могут задаваться различными параметрами: граничная частота ( $f_T$  – частота, на которой статический коэффициент передачи тока  $h_{21\vartheta} = 1$ ); предельная частота ( $f_{h_{21\vartheta}}$  – частота, на которой статический коэффициент передачи тока  $h_{21\vartheta}$  уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз); модуль коэффициента передачи  $|h_{21\vartheta}|$  на заданной частоте  $f$ . Все эти параметры связаны друг с другом соотношениями:

$$f_{h_{21\vartheta}} = \frac{f_T}{h_{21\vartheta}} = \frac{|h_{21\vartheta}|f}{1 + h_{21\vartheta}}. \quad (4.10)$$

Коэффициент усиления и сквозной коэффициент усиления по напряжению в области средних частот определяются по следующим формулам:

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = h_{21\vartheta} \frac{R_{к\sim}}{R_{ex.VT}},$$

$$K_E = \frac{U_{вых}}{E_{ист}} = K \frac{R_{ex}}{R_{ист} + R_{ex}} = h_{21\vartheta} \frac{R_{к\sim} R_{ex}}{(R_{ист} + R_{ex}) R_{ex.VT}}, \quad (4.11)$$

где  $R_{к\sim}$  – эквивалентное сопротивление нагрузки по переменному току. Входное сопротивление транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером:

$$R_{ex.VT} = \frac{U_{вх}}{I_{вх}} = r_{\delta''\delta} + r_{\delta'\vartheta} = r_{\delta''\delta} + r_{\vartheta}(1 + h_{21\vartheta}), \quad (4.12)$$

где  $r_{\vartheta}$  – активное сопротивление эмиттерного перехода, зависящее от режима работы транзистора.

Если обозначить сопротивление делителя в цепи базы как

$$R_{\delta} = \frac{R_{\delta} \cdot R}{R_{\delta} + R},$$

то входное сопротивление каскада  $R_{вх}$ , представляет собой параллельное соединение входного сопротивления транзистора  $R_{ex.VT}$  и сопротивления  $R_{\delta}$

$$R_{вх} = \frac{R_{\delta} R_{ex.VT}}{R_{\delta} + R_{ex.VT}}. \quad (4.13)$$

Для выходной цепи усилительного каскада сопротивление эквивалентного генератора  $R_{Эн}$  для области нижних частот) представляет собой параллельное соединение сопротивления коллекторной нагрузки  $R_K$  и выходного сопротивления транзистора  $r_K$ . Если  $R_K$  невелико, то  $R_{Эн} \approx R_K$ . При понижении частоты сопротивление разделительной емкости растет, а ток в цепи и, соответственно, напряжение на нагрузке уменьшается, что приводит к возникновению частотных искажений.

Коэффициент частотных искажений, вносимых разделительными емкостями:

$$M_{нр\text{ вых}} = \sqrt{1 + \left( \frac{1}{(R_{эн} + R_n)\omega C_{p2}} \right)^2}, \quad (4.14)$$

$$M_{нр\text{ вх}} = \sqrt{1 + \left( \frac{1}{(R_{ист} + R_{вх})\omega C_{p1}} \right)^2}. \quad (4.15)$$

Для большой емкости в цепи эмиттера (при сравнительно небольших частотных искажениях, вызываемых цепочкой  $R_эC_э$ ) коэффициент частотных искажений можно рассчитать по приближенному выражению

$$M_{нэ} \approx \sqrt{1 + \left( \frac{1 + K_T}{(R'_{ист} + R_{вх\text{ VT}})\omega C_э} \right)^2}, \quad (4.16)$$

где  $K_T$  – динамический коэффициент усиления по току, который в приближенных расчетах можно брать равным статическому коэффициенту усиления по току  $h_{21э}$ ;  $R'_{ист}$  – определяется как параллельное соединения сопротивления источника сигнала и сопротивления делителя  $R_d$ .

При этом общий коэффициент частотных искажений усилительного каскада определяется как

$$M_n = M_{нр\text{ вх}} M_{нр\text{ вых}} M_{нэ}. \quad (4.17)$$

На верхних частотах частотные искажения, вносимые динамической емкостью  $C_{бэ\text{ дин}}$  транзистора, определяются выражением:

$$M_{в\text{ бэ}} = \sqrt{1 + (\omega C_{вх.\text{дин}} R_{эв\text{ вх}})^2}, \quad (4.18)$$

где внутреннее сопротивление эквивалентного генератора для входной цепи каскада

$$R_{эв\text{ вх}} = \frac{(R'_{ист} + r_{б'б})r_{б'э}}{R'_{ист} + r_{б'б} + r_{б'э}}. \quad (4.19)$$

Частотные искажения, вносимые емкостью нагрузки  $C_n$  транзистора

$$M_{э0} = \sqrt{1 + (\omega C_n R_{эв\text{ вых}})^2}, \quad (4.20)$$

где  $R_{эв\text{ вых}}$  – внутреннее сопротивление эквивалентного генератора для выходной цепи каскада, определяемое по (4.4)

Относительный спад плоской вершины импульса большой длительности за счет разделительных емкостей

$$\Delta_{Cp1} \approx \frac{t_u}{\tau_1} = \frac{t_u}{C_{p1}(R'_{уст} + R_{вх\ э})}; \quad \Delta_{Cp2} \approx \frac{t_u}{\tau_2} = \frac{t_u}{C_{p2}(R_k + R_n)}, \quad (4.21)$$

где

$$R'_{уст} = \frac{R_{уст}R_{\delta}}{R_{уст} + R_{\delta}}; \quad (4.22)$$

$\tau_{1(2)}$  – постоянная времени входной (выходной) цепи.

В отсутствие большой емкости в цепи эмиттера результирующие переходные искажения определяются как  $\Delta = \Delta_{Cp1} + \Delta_{Cp2}$ .

В общем случае, когда  $C_{\varepsilon} \neq 0$ ,

$$\Delta_{\Sigma} = \Delta + \Delta_{C\varepsilon}, \quad (4.23)$$

где

$$\Delta_{C\varepsilon} = \frac{h_{21\varepsilon, cp} t_u}{C_{\varepsilon}(R'_{уст} + R_{вх. VT})}. \quad (4.24)$$

Переходные искажения для области малых времен (время установления), создаваемые выходными элементами усилительного каскада, определяются выражением

$$t_y = 2,2 C_{0\ вых} R_{\varepsilon\ вых}, \quad (4.25)$$

где  $C_{0\ вых}$  определяется из (4.3),  $R_{\varepsilon\ вых}$  – из (4.4).

При построении **широкополосных (импульсных) каскадов** необходимо расширить диапазон усиливаемых частот. Это достигается путем ввода дополнительных корректирующих элементов либо в цепь обратной связи (коррекция с помощью частотно-зависимой обратной связи), либо в цепь выходного электрода (параллельная или последовательная НЧ и ВЧ коррекция).

Способность усилительного каскада усиливать сигнал в широкой полосе частот оценивают параметром «**площадь усиления** ( $\Pi$ )», который определяется как площадь под кривой частотной характеристики. Практически площадь усиления определяется как произведение коэффициента передачи в области средних частот на ширину частотного диапазона, определяемого при допустимой неравномерности АЧХ  $M_n = M_{\varepsilon} = 3 \text{ дБ}$  (по уровню допустимых частотных искажений  $\sqrt{2}$ )

$$\Pi = K_{f\ ср} (f_{\varepsilon} - f_n). \quad (4.26)$$

Для каскада предварительного усиления на биполярном транзисторе  $K_{f\ ср}$  определяется по формуле (4.11).

Для каскада на полевом транзисторе, при выполнении условия  $R_{\varepsilon\ вых. УЭ} \gg R_c$ , что характерно для широкополосных и импульсных усилителей,

$$K_{fcp} = SR_{c\sim}, \quad (4.27)$$

где  $R_{c\sim} = \frac{R_c R_c}{R_c + R_H}$ ;  $S$  – статическая крутизна полевого транзистора.

Поскольку для широкополосных каскадов выполняется условие  $f_6 \gg f_H$ , то формулу (4.26) можно упростить

$$\Pi = K_{fcp} f_6. \quad (4.28)$$

При **коррекции с помощью частотно-зависимой обратной связи** параллельно сопротивлению  $R_3$  ( $R_u$ ) ставят малую емкость  $C_3$  ( $C_u$ ), как показано на схеме (рисунок 4.3). Величина этой емкости составляет порядка десятков – сотен пикофарад.

На низких и средних частотах сопротивление емкости велико и существующая при этом обратная связь (последовательная, по току) существенно снижает коэффициент усиления

$$K_{y\Delta.OOC} = \frac{K_{y\Delta}}{R_{ex.y\Delta} + (1 + K_T)R_{\Delta}} \cong \frac{h_{21\Delta}R_H}{h_{11\Delta} + h_{21\Delta}R_{\Delta}}. \quad (4.29)$$

Принцип коррекции частотно-зависимой ООС заключается в том, что при увеличении частоты уменьшается сопротивление емкости  $C_3$  ( $C_u$ ), что приводит к уменьшению глубины обратной связи по переменному току (ООС на верхних частотах становится комплексной) и, следовательно, к возрастанию коэффициента усиления, что, в свою очередь компенсирует частотные и переходные искажения, вызываемые емкостью  $C_0$ .

С помощью частотно-зависимой обратной связи удается увеличить площадь усиления каскада в 1,6 раза по сравнению с некорректированным каскадом. При увеличении емкости  $C_3$  ( $C_u$ ) возникает выброс на АЧХ в области верхних частот (выброс переднего фронта импульса на ПХ). При оптимальном значении емкости выбросы на АЧХ и ПХ будут отсутствовать, хотя верхняя рабочая частота несколько уменьшится (время установления увеличится).

При **параллельной коррекции** в цепь выходного электрода ставят индуктивность (для ВЧ – коррекции) или фильтрующая цепочка  $R_\phi, C_\phi$  (для НЧ – коррекции). На рисунке 4.4 показан усилительный каскад на полевом транзисторе с элементами параллельной НЧ и ВЧ коррекции.

Принцип параллельной коррекции заключается в повышении эквивалентного сопротивления нагрузки усилительного элемента и, следовательно, к повышению выходного напряжения на граничных частотах, что компенсирует возникающие частотные и переходные искажения.

Анализ и расчет широкополосных усилителей гармонических сигналов производится частотным методом, при котором линейные искажения определяются по АЧХ и ФЧХ усилителя. Для импульсных усилителей расчет производится временным методом, при котором линейные искажения определяются по переходной характеристике усилителя.

На схеме 4.4 оптимальное значение емкости фильтра, при которой расширяется частотный диапазон в области нижних частот при максимально плоской АЧХ, определяется выражением

$$C_{\phi_{opt}} = 0,4 \frac{R_H C_{p2}}{R_c}. \quad (4.30)$$

Оптимальное значение индуктивности  $L_{opt}$  определяется как

$$L_{opt} = 0,414 C_0 (R_c)^2. \quad (4.31)$$

При увеличении значения  $L$  возникает «перекоррекция», при которой возникает подъем частотной характеристики в области верхних частот (всплеск фронта импульса или колебательный процесс переходной характеристики в области малых времен). При уменьшении значения  $C_\phi$  возникает перекомрекция в области нижних частот (на переходной характеристике в области больших времен наблюдается подъем вершины импульса).

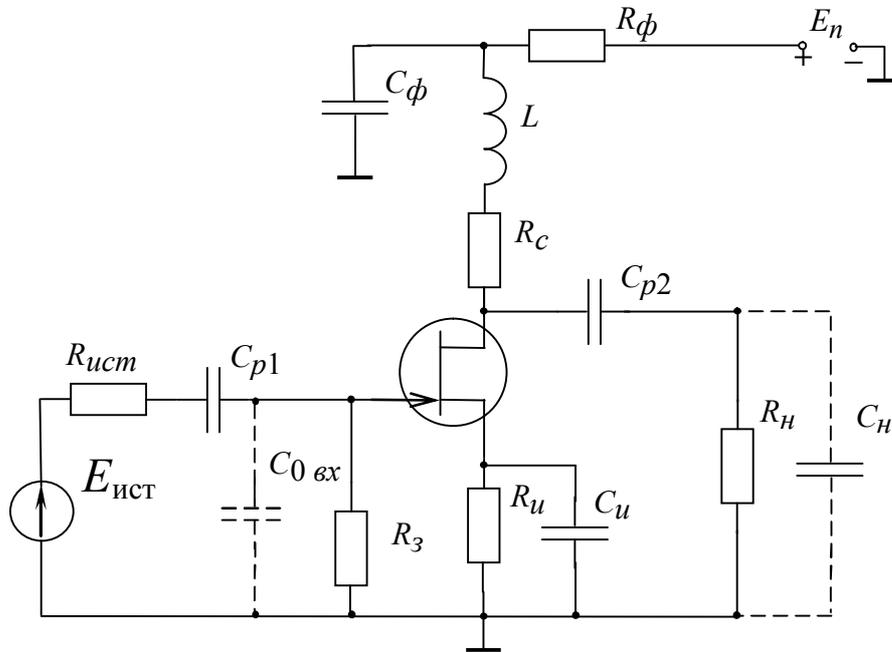


Рисунок 4.4 – Широкополосный каскад предварительного усиления на полевом транзисторе

На рисунках 4.5 и 4.6 показаны результаты моделирования нормированных частотных характеристик и переходных характеристик широкополосного каскада для различных параметров элементов ВЧ и НЧ коррекции (различных параметров  $a$  и  $m$ ):

$$a = \frac{L}{C_0 R_c^2}; \quad m = \frac{C_\phi R_c}{R_H C_{p2}}. \quad (4.32)$$

Моделирование проводилось при постоянных значениях  $R_\phi = 2R_c$  и  $C_{p2}$  и многовариантном анализе при изменении  $L$  (для высокочастотной коррекции) и  $C_\phi$  (для низкочастотной коррекции).

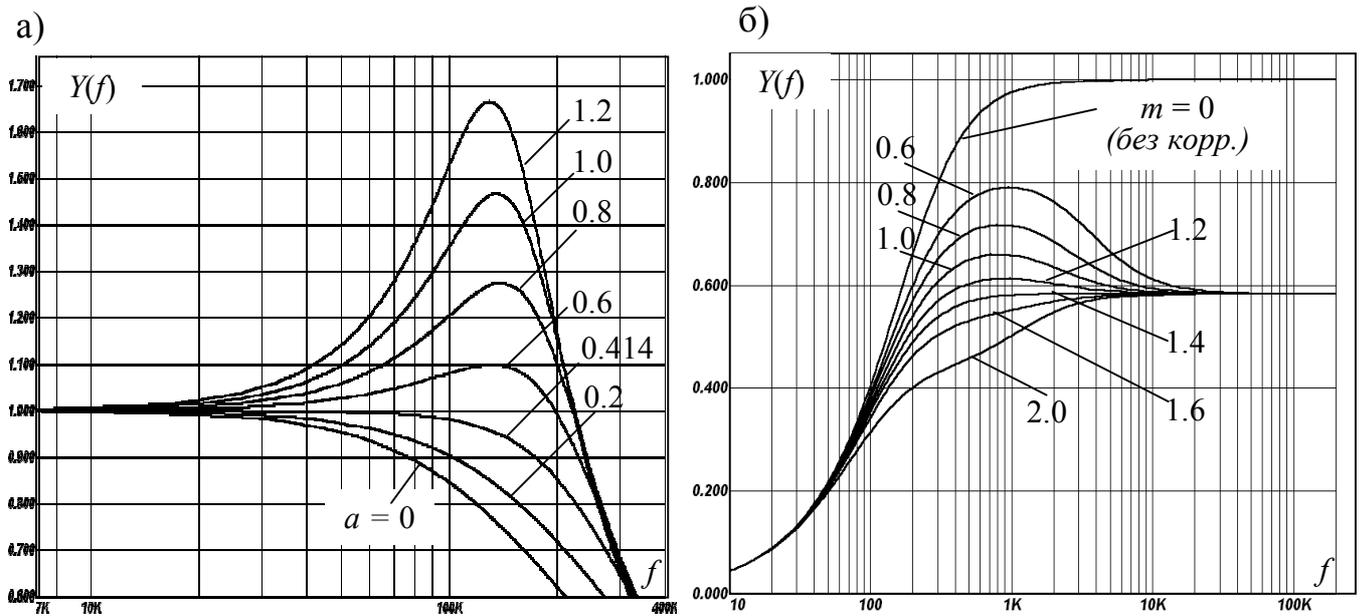


Рисунок 4.5 – Нормированная частотная характеристика широкополосного каскада предварительного усиления с ВЧ–коррекцией (а) и НЧ–коррекцией (б)

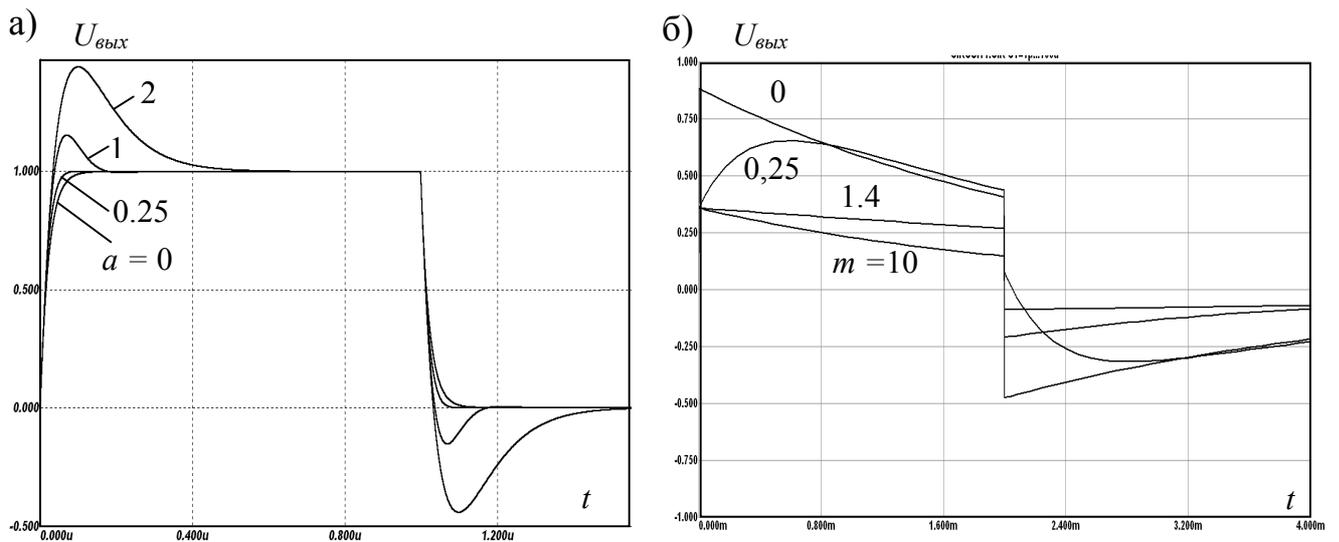


Рисунок 4.6 – Пример переходных характеристик импульсного каскада предварительного усиления с элементами ВЧ–коррекцией (а) и НЧ–коррекцией (б)

При построении усилителей постоянного тока применяется гальваническая (непосредственная) связь между отдельными каскадами, источником и нагрузкой. В этом случае разделительные емкости (и, соответственно, связанные с ними НЧ–искажения) будут отсутствовать.

При построении **трансформаторных каскадов** в качестве элемента межкаскадной связи используется трансформатор, который позволяет обеспечить согласование усилительного каскада с источником или нагрузкой, что имеет существенное значение при получении максимального коэффициента усиления по мощности. В выходных каскадах трансформатор преобразует

сопротивление нагрузки, приближая его к оптимальному значению для получения от транзистора максимальной мощности при допустимых нелинейных искажениях.

Вместе с тем, трансформатор, помимо больших габаритов, массы и стоимости, вносит большие частотные и фазовые искажения, что не позволяет охватить усилитель глубокой общей обратной связью, поскольку фазовые искажения могут привести к самовозбуждению усилителя.

Пример построения схемы каскада предварительного усиления на биполярном транзисторе с трансформаторной связью с источником сигнала показан на рисунке 4.7.

Поскольку активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора очень мало, то при данном построении схемы отсутствуют составляющие переменного тока, протекающего через сопротивления делителя, что способствует увеличению общего коэффициента усиления по току (и по мощности). При этом сопротивление  $R$  шунтируют блокирующей емкостью  $C_{бл}$ .

Для анализа частотных и переходных искажений трансформаторного каскада применяют эквивалентную схему трансформатора, приведенную на рисунке 4.8.

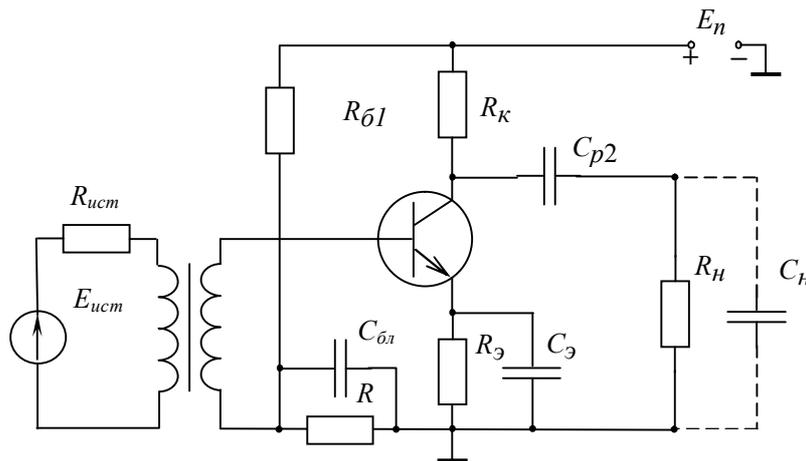


Рисунок 4.7 – Схема каскада предварительного усиления с трансформаторной связью с источником сигнала

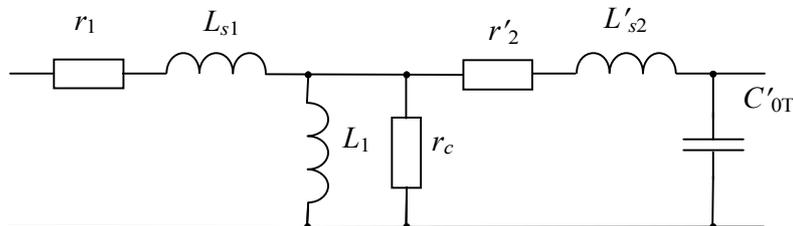


Рисунок 4.8 – Эквивалентная схема трансформатора для режима малого сигнала

На эквивалентной схеме  $r_1$  и  $r'_2$  – активные сопротивления первичной и вторичной обмотки трансформатора;  $L_1$  – индуктивность холостого хода первичной обмотки трансформатора;  $L_{s1}$  и  $L'_{s2}$  – индуктивности рассеивания первичной и вторичной обмотки;  $r_c$  – сопротивление, показывающее потери в

сердечнике;  $C'_{0T}$  – монтажная емкость, которая определяется конструктивными особенностями трансформатора и моделирует паразитную емкостную связь между витками, между обмотками и между обмотками и сердечником трансформатора. При использовании трансформатора для связи с источником сигнала результирующая выходная емкость трансформатора определяется как  $C_0 = C_{0T} + C_{вх.дин}$ . Знак «'» обозначает, что значения компонентов приведены (пересчитаны) к первичной обмотке трансформатора. Таким образом,

$$r'_1 = \frac{r_1}{n^2}; \quad L'_{s2} = \frac{L_{s2}}{n^2}; \quad C'_0 = C_0 \cdot n^2, \quad (4.33)$$

где  $n = \frac{W_2}{W_1}$  – коэффициент трансформации;  $W_1$  и  $W_2$  – число витков первичной и вторичной обмотки.

Вид частотной характеристики в области верхних частот во многом определяется соотношением между емкостью трансформатора  $C'_0$  и сопротивлением нагрузки  $R'_H$ . При выполнении условия  $R'_H \ll \frac{1}{j\omega C'_0}$  влиянием емкости  $C'_0$  можно пренебречь и нагрузка является чисто активной. В противном случае нагрузка считается емкостной. При этом АЧХ на верхних частотах имеет резонансный характер, обусловленный колебательным контуром, состоящим из индуктивности рассеивания и монтажной емкости трансформатора. Таким образом, вид АЧХ на верхних частотах будет зависеть от характеристического сопротивления контура

$\rho = \sqrt{\frac{L_s}{C'_0}} = \sqrt{\frac{L_s}{C_0 n^2}}$ , где  $L_s = L_{s1} + L'_{s2}$ , и его затухания  $d_g = \frac{R_g}{\rho_g}$ , где  $R_g$  – результирующее сопротивление контура.

На рисунке 4.9 приведен пример амплитудно-частотной характеристики трансформатора при емкостной нагрузке при различных значениях  $d_g$ .

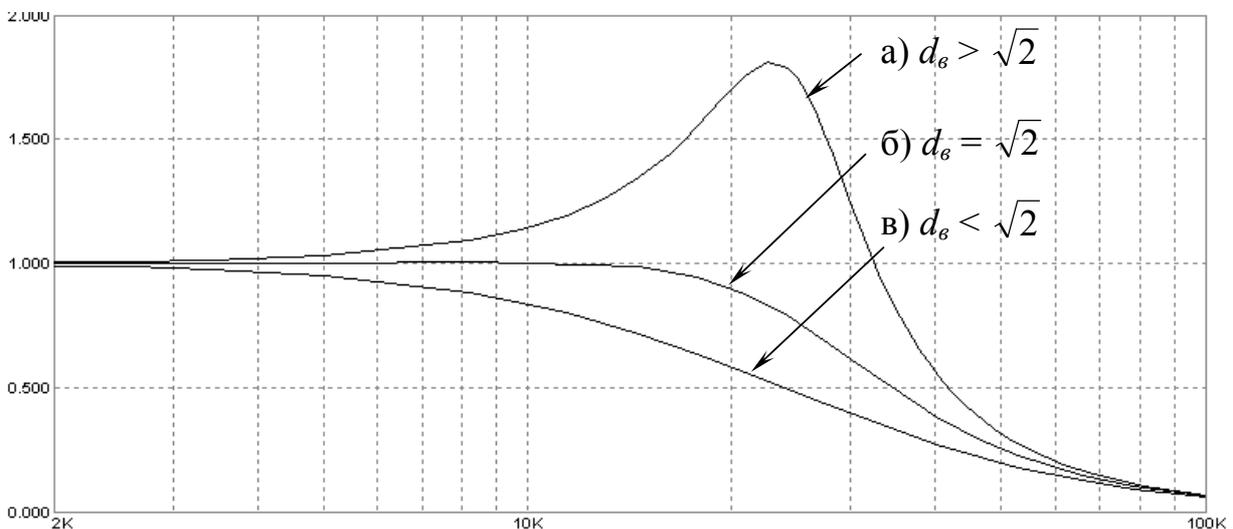


Рисунок 4.9 – Пример АЧХ трансформатора для случая емкостной нагрузки

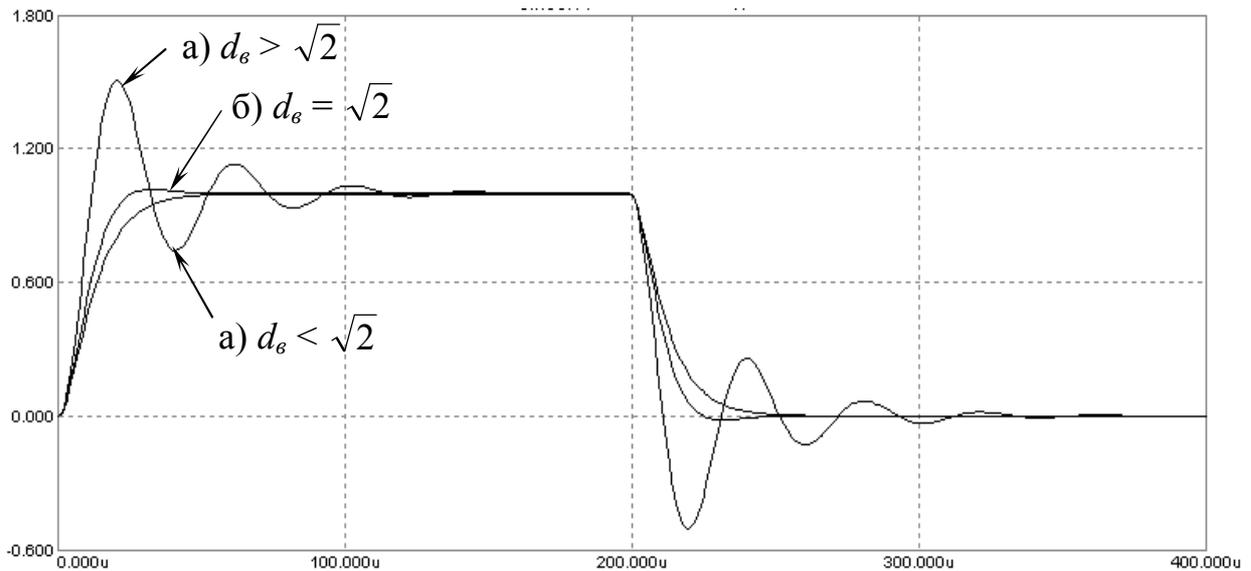


Рисунок 4.10 – Пример переходной характеристики трансформатора для случая емкостной нагрузки

## 4.2 Примеры решения задач

### Пример 1

Для схемы резисторного каскада (рисунок 4.3) рассчитать параметры эквивалентной схемы транзистора, коэффициент усиления и сквозной коэффициент усиления каскада по напряжению в области средних частот.

**Исходные данные:** транзистор КТ312Б; режим работы транзистора  $U_{к0} = 5 \text{ В}$ ,  $I_{к0} = 5 \text{ мА}$ ; параметры источника и нагрузки:  $R_{ист} = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_{н} = 4 \text{ кОм}$ , элементы связи и питания:  $R_{э} = 160 \text{ Ом}$ ,  $R_{к} = 300 \text{ Ом}$ ,  $R_{б} = 9,1 \text{ кОм}$ ,  $R = 1,5 \text{ кОм}$ ;  $C_{э} = 100 \text{ мкФ}$ .

### Решение.

С учетом справочных данных транзистора (приложение 1) определяем параметры компонентов эквивалентной схемы транзистора в системе физических параметров (рисунок 4.1), используя формулы (4.2):

$$h_{21э.ср} = \sqrt{h_{21э.мин} h_{21э.макс}} = \sqrt{25 \cdot 100} = 50;$$

$$r_{бб'} = \frac{\tau_{к}}{C_{б'к}} = \frac{500 \cdot 10^{-12}}{5 \cdot 10^{-12}} = 100 \text{ Ом};$$

$$r_{б'э} = \frac{h_{21э.ср}}{\gamma I_{к}} = \frac{50}{25 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 400 \text{ Ом};$$

$$C_{\sigma'_{\varepsilon}} = \frac{1}{2\pi f_{h21\varepsilon} r_{\sigma'_{\varepsilon}}} = \frac{1}{6,28 \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 400} = 1,33 \text{ нФ}.$$

Коэффициенты усиления определяются на средних частотах, причем, при заданной емкости в цепи эмиттера считаем, что обратная связь по переменному току на средних частотах отсутствует. По формулам (4.11 – 4.13) определяем входное сопротивление транзистора и коэффициенты усиления по напряжению

$$R_{ex.VT} = r_{\sigma\sigma'} + r_{\sigma'_{\varepsilon}} = 100 + 400 = 500 \text{ Ом}.$$

$$K = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = h_{21\varepsilon} \frac{R_{к\sim}}{R_{ex.VT}} = 50 \frac{280}{500} = 28,$$

где

$$R_{к\sim} = \frac{R_{к} \cdot R_{н}}{(R_{к} + R_{н})} = \frac{300 \cdot 4 \cdot 10^3}{300 + 4 \cdot 10^3} = 280 \text{ Ом};$$

$$K_E = \frac{U_{вых}}{E_{ист}} = K \frac{R_{ex}}{R_{ист} + R_{ex}} = 28 \frac{360}{1000 + 360} = 7,4,$$

где

$$R_{ex} = \frac{R_{\partial} \cdot R_{ex.VT}}{R_{\partial} + R_{ex.VT}} = \frac{1,29 \cdot 10^3 \cdot 500}{1,29 \cdot 10^3 + 500} = 360 \text{ Ом},$$

$$R_{\partial} = \frac{R_{\sigma} \cdot R}{R_{\sigma} + R} = \frac{9,1 \cdot 10^3 \cdot 1,5 \cdot 10^3}{9,1 \cdot 10^3 + 1,5 \cdot 10^3} = 1,29 \text{ кОм}.$$

### Пример 2

Для схемы резисторного каскада предварительного усиления (рисунок 4.3), работающего в диапазоне от  $f_n = 100 \text{ Гц}$  до  $f_s = 200 \text{ кГц}$  рассчитать реактивные элементы при допустимых частотных искажениях в области нижних частот  $M_n = 3 \text{ дБ}$ , а также переходные искажения в области малых времен (при  $t_n = 2,5 \text{ мкс}$ ) и в области больших времен (при  $t_n = 5 \text{ мс}$ ). Оценить частотные искажения на частоте  $f_s = 1 \text{ МГц}$ .

**Исходные данные:** транзистор КТ3102А; режим работы транзистора  $U_{к0} = 10 \text{ В}$ ,  $I_{к0} = 5 \text{ мА}$ ; параметры источника и нагрузки:  $R_{ист} = 1 \text{ кОм}$ ,  $R_n = 4 \text{ кОм}$ ;  $C_n = 300 \text{ нФ}$  элементы цепей питания:  $R_{\partial} = 680 \text{ Ом}$ ,  $R_k = 1,3 \text{ кОм}$ ,  $R_{\sigma} = 11 \text{ кОм}$ ,  $R = 12 \text{ кОм}$ .

### Решение.

В области нижних частот частотные искажения вызываются разделительными емкостями и емкостью в цепи эмиттера. Будем считать, что каждая емкость вносит одинаковые частотные искажения.

Тогда  $M_{нС1} = M_{нСр2} = M_{нС\varepsilon} = M_n / 3 = 1 \text{ дБ}$  (в разгах 1,122).

С учетом справочных данных транзистора (приложение 1), с учетом (4.2) определяем параметры компонентов эквивалентной схемы транзистора в системе физических параметров (рисунок 4.1):

$$h_{21э.ср} = \sqrt{h_{21э.мин}h_{21э.макс}} = \sqrt{100 \cdot 250} = 158;$$

$$r_{бб'} = \frac{\tau_k}{C_{б'к}} = \frac{100 \cdot 10^{-12}}{6 \cdot 10^{-12}} = 16,7 \text{ Ом};$$

$$r_{б'э} = \frac{h_{21э.ср}}{\gamma I_k} = \frac{158}{25 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 1264 \text{ Ом};$$

$$C_{б'э} = \frac{1}{2\pi f_{h_{21э}} r_{б'э}} = \frac{1}{6,28 \cdot 1,5 \cdot 10^6 \cdot 1264} = 84 \text{ нФ};$$

Входная динамическая емкость (4.1)

$$C_{вх\ дина} = C_{б'э} + C_{б'к} (1 + h_{21э.ср}) = 84 \cdot 10^{-12} + 6 \cdot 10^{-12} (1 + 158) = 1,04 \text{ нФ}$$

Крутизна характеристики тока эмиттера

$$S_э = h_{21э} / r_{б'э} \quad S_э = \frac{h_{21э.ср}}{r_{б'э}} = \frac{158}{1264} = 0,125 \text{ См}$$

Определяем емкость в цепи эмиттера (4.7)

$$C_э = \frac{1}{2\pi f_n R_э} \sqrt{\frac{(1 + S_э R_э)^2 - M_{нэ}^2}{M_{нэ}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 \cdot 680} \sqrt{\frac{(1 + 0,125 \cdot 680)^2 - 1,122^2}{1,122^2 - 1}} = 395,46 \text{ мкФ}.$$

В соответствии с таблицей П5 (приложение) выбираем стандартное значение: К50-6 470мкФ х 16В.

Для расчета разделительных емкостей составим эквивалентные схемы входной и выходной цепи усилительного каскада для диапазона нижних частот.

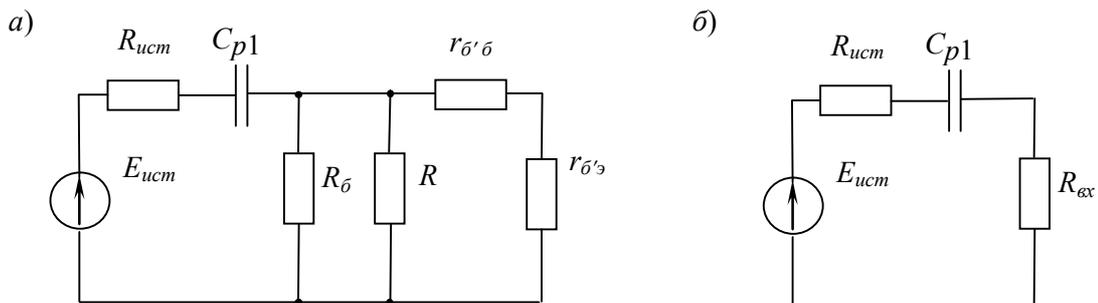


Рисунок 4.11 – Эквивалентная схема входной цепи усилительного каскада для диапазона нижних частот (а – исходная; б – преобразованная)

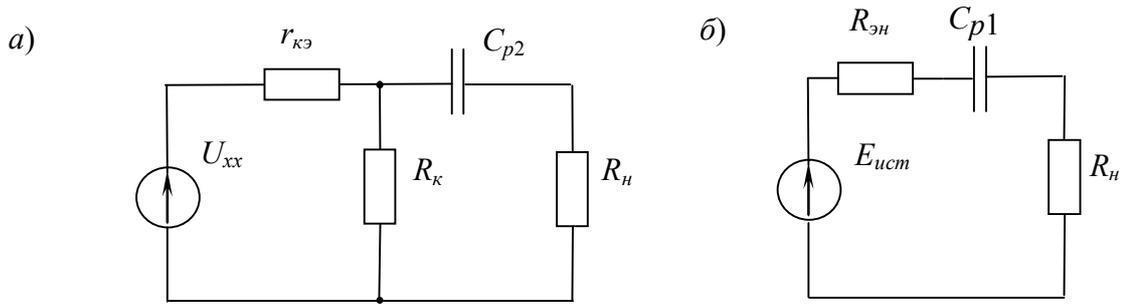


Рисунок 4.12 – Эквивалентная схема выходной цепи усилительного каскада для диапазона нижних частот (а – исходная; б – преобразованная)

На схемах 4.11, 4.12 после преобразования указаны:

$$R_{вх} = \frac{R_{\partial} R_{вх.VT}}{R_{\partial} + R_{вх.VT}} - \text{входное сопротивление каскада, где } R_{вх.VT} = r_{\delta'} \delta +$$

$r_{\delta''}$ ;

$$R_{эH} = \frac{r_{кэ} R_н}{r_{кэ} + R_н} - \text{эквивалентное сопротивление для диапазона нижних}$$

частот.

$$R_{вх.VT} = 16,7 + 1264 = 1280 \text{ Ом};$$

$$R_{\partial} = \frac{R_{\delta} R}{R_{\delta} + R} = \frac{11 \cdot 12}{11 + 12} = 5,74 \text{ кОм};$$

$$R_{вх} = \frac{5,74 \cdot 1,28}{5,74 + 1,28} = 1,047 \text{ кОм}.$$

При выполнении условия  $r_{кэ} = r_{вых.VT} \gg R_к$   $R_{эH} \approx R_к$ .

Тогда по формуле (4.6) определяем

$$C_{p1} = \frac{1}{2\pi f_n (R_{уст} + R_{вх}) \sqrt{M_{нCp1}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 (10^3 + 1,047 \cdot 10^3) \sqrt{1,122^2 - 1}} = 1,53 \text{ мкФ}.$$

Выбираем стандартное значение: К10-47 1,5мкФ х 160В  $\pm 10\%$ .

$$C_{p2} = \frac{1}{2\pi f_n (R_к + R_н) \sqrt{M_{нCp2}^2 - 1}} =$$

$$= \frac{1}{2 \cdot 3,14 \cdot 100 (1,3 \cdot 10^3 + 4 \cdot 10^3) \sqrt{1,122^2 - 1}} = 0,59 \text{ мкФ}.$$

Выбираем стандартное значение: К10-47 0,68мкФ х 160В  $\pm 10\%$ .

Проектирование и анализ каскадов предварительного усиления на транзисторах

Для оценки частотных искажений в области верхних частот составим эквивалентные схемы входной и выходной цепи усилительного каскада для диапазона верхних частот.

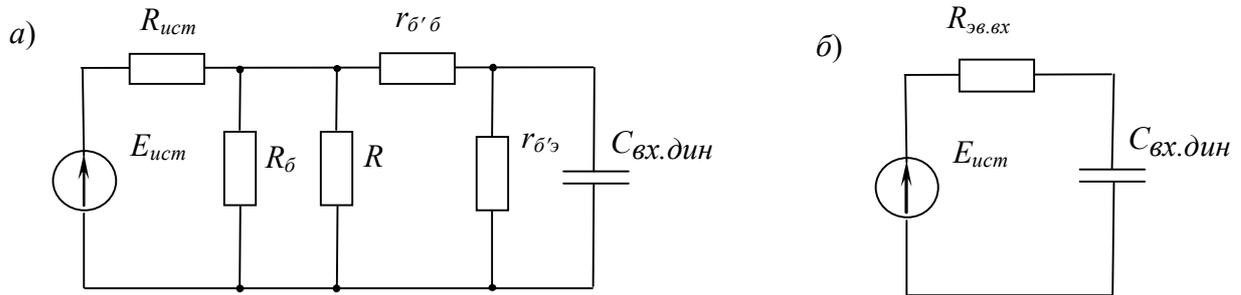


Рисунок 4.13 –Эквивалентная схема входной цепи усилительного каскада для диапазона нижних частот (а – исходная; б – преобразованная)

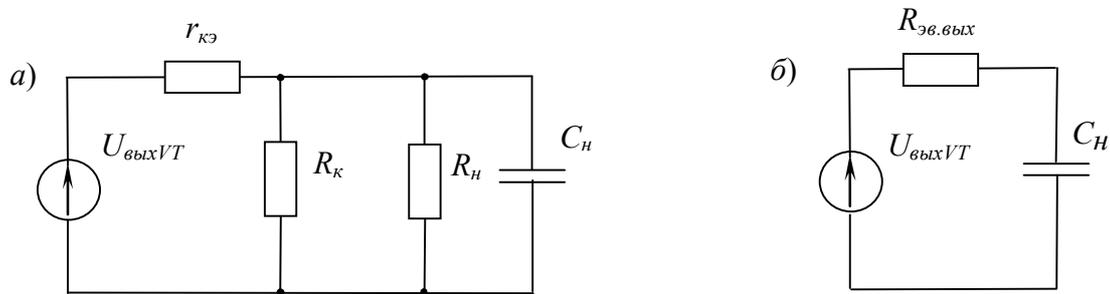


Рисунок 4.14 –Эквивалентная схема выходной цепи усилительного каскада для диапазона нижних частот (а – исходная; б – преобразованная)

На схемах 4.11, 4.12 после преобразования указаны:

$$R_{\text{эв.вх}} = \frac{\left( \frac{R_{\text{уст}} R_{\text{д}}}{R_{\text{уст}} + R_{\text{д}}} + r_{\text{б}'\text{б}} \right) r_{\text{б}'\text{э}}}{\frac{R_{\text{уст}} R_{\text{д}}}{R_{\text{уст}} + R_{\text{д}}} + r_{\text{б}'\text{б}} + r_{\text{б}'\text{э}}} = \frac{(R'_{\text{уст}} + r_{\text{б}'\text{б}}) r_{\text{б}'\text{э}}}{R'_{\text{уст}} + r_{\text{б}'\text{б}} + r_{\text{б}'\text{э}}} = \frac{(0,85 + 0,0167) 1264}{0,85 + 0,0167 + 1264} = 0,514 \text{ кОм};$$

$$R_{\text{эв.вых}} = \left( \frac{1}{r_{\text{кэ}}} + \frac{1}{R_{\text{к}}} + \frac{1}{R_{\text{н}}} \right)^{-1} \text{ или, при выполнении условия } r_{\text{кэ}} = r_{\text{вых.VT}} \gg R_{\text{к}}:$$

$$R_{\text{эв.вых}} = \frac{R_{\text{к}} R_{\text{н}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{н}}} = \frac{0,3 \cdot 4}{0,3 + 4} = 0,279 \text{ кОм}.$$

На верхних частотах частотные искажения, вносимые динамической емкостью ( $C_{\text{бэ дин}}$ ) транзистора и емкостью нагрузки ( $C_{\text{н}}$ ), определяются выражениями (4.18), (4.20):

$$M_{\text{в.вх}} = \sqrt{1 + (\omega C_{\text{вх.дин}} R_{\text{эв.вх}})^2} = \sqrt{1 + (2 \cdot 3,14 \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 1,04 \cdot 10^{-9} \cdot 514)^2} = 1,2;$$

$$M_{\text{в0}} = \sqrt{1 + (\omega C_{\text{н}} R_{\text{эв.вых}})^2} = \sqrt{1 + (2 \cdot 3,14 \cdot 200 \cdot 10^3 \cdot 300 \cdot 10^{-12} \cdot 279)^2} = 1,006.$$

Результирующие частотные искажения

$$M_{\epsilon} = M_{\epsilon, \text{вх}} M_{\epsilon 0} = 1,2 \cdot 1,006 = 1,207 \text{ (1,6 дБ)}$$

Переходные искажения для области больших времен определяются как относительный спад плоской вершины импульса большой длительности за счет действия разделительных емкостей и большой емкости в цепи эмиттера (4.24)

$$\Delta_{\Sigma} = \Delta_{Cp1} + \Delta_{Cp2} + \Delta_{C\epsilon},$$

где, согласно (4.21, 4.22)

$$R'_{\text{уст}} = \frac{R_{\text{уст}} R_{\partial}}{R_{\text{уст}} + R_{\partial}} = \frac{1 \cdot 5,74}{1 + 5,74} = 0,85 \text{ кОм}$$

$$\Delta_{Cp1} \approx \frac{t_u}{C_{p1}(R'_{\text{уст}} + R_{\text{вх}\epsilon})} = \frac{10^{-3}}{1,5 \cdot 10^{-6}(0,85 + 1,28)10^3} = 0,32;$$

$$\Delta_{Cp2} \approx \frac{t_u}{C2(R_{\kappa} + R_{\text{н}})} = \frac{10^{-3}}{0,68 \cdot 10^{-6}(1,3 + 4)10^3} = 0,28;$$

$$\Delta_{C\epsilon} = \frac{h_{21\epsilon, \text{cp}} t_u}{C_{\epsilon}(R'_{\text{уст}} + R_{\text{вх.VT}})} = \frac{158 \cdot 10^{-3}}{470 \cdot 10^{-6}(0,85 + 1,28)10^3} = 0,158.$$

Таким образом, суммарный относительный спад вершины составляет

$$\Delta_{\Sigma} = 0,32 + 0,28 + 0,158 = 0,758.$$

Переходные искажения для области малых времен (время установления), создаваемые выходными элементами усилительного каскада, определяются выражением (4.22)

$$t_{yC0\text{вых}} = 2,2C_{0\text{вых}} R_{\text{эв вых}},$$

где  $C_{0\text{вых}} = C_{\text{н}}$ .

Тогда  $t_y = 2,2 \cdot 300 \cdot 10^{-12} \cdot 279 = 184 \text{ нс}$ .

Переходные искажения, создаваемые в области малых времен элементами входной цепи усилительного каскада, определяются выражением

$$t_{y.\text{вх.ц}} = 2,2C_{\text{вх.дин}} R_{\text{эв.вх}} = 2,2 \cdot 1,04 \cdot 10^{-9} \cdot 514 = 1,17 \text{ мкс}.$$

Результирующие переходные искажения для области малых времен:

$$t_y = \sqrt{t_{yC0\text{вых}}^2 + t_{y.\text{вх.ц}}^2} = \sqrt{(0,184 \cdot 10^{-6})^2 + (1,17 \cdot 10^{-6})^2} = 1,184 \text{ мкс}.$$

### Пример 3

Для схемы широкополосного каскада предварительного усиления на полевом транзисторе, включенном с общим истоком (рисунок 4.4) рассчитать оптимальные значения корректирующих элементов, обеспечивающие максимально плоскую форму АЧХ в области граничных частот, а также площадь усиления каскада с элементами параллельной коррекции.

**Исходные данные:** транзистор КП303Б; элементы выходной цепи транзистора:  $R_c = 2 \text{ кОм}$ ,  $R_{\phi} = 5,1 \text{ кОм}$ ,  $R_n = 510 \text{ кОм}$ ,  $C_n = 400 \text{ пФ}$ ,  $C_{p2} = 10 \text{ нФ}$ ,  $C_u = 500 \text{ мкФ}$ ,  $R_s = 510 \text{ кОм}$ ,  $R_u = 510 \text{ Ом}$ . Статическая крутизна ПТ:  $S = 4 \text{ мА/В}$ .

### Решение

В схеме усилительного каскада используются элементы параллельной коррекции: на нижних частотах –  $R_{\phi}$ ,  $C_{\phi}$ ; на нижних частотах –  $L$ . В области нижних частот основное влияние на АЧХ оказывает разделительная емкость  $C_{p2}$  (емкость в цепи истока имеет очень большую величину и практически не влияет в рабочем диапазоне частот). В области верхних частот основное влияние оказывает емкость нагрузки  $C_n$ . Оптимальные значения корректирующих элементов рассчитываются по формулам (4.30), (4.31)

$$C_{\phi_{\text{опт}}} = 0,4 \frac{R_n C_{p2}}{R_c} = 0,4 \frac{510 \cdot 10^3 \cdot 10 \cdot 10^{-9}}{2 \cdot 10^3} = 1,02 \text{ мкФ};$$

$$L_{\text{опт}} = 0,414 C_n (R_c)^2 = 0,414 \cdot 400 \cdot 10^{-12} (2 \cdot 10^3)^2 = 0,662 \text{ мГн}.$$

Согласно (4.27),  $K_{f \text{ ср}} = S R_{c\sim}$ ,

где

$$R_{c\sim} = \frac{R_c R_n}{R_c + R_n} = \frac{2 \cdot 510}{2 + 510} = 1,99 \text{ кОм},$$

тогда

$$K_{f \text{ ср}} = 4 \cdot 10^{-3} \cdot 1,99 \cdot 10^3 = 7,96.$$

## 4.3 Вопросы и упражнения

4.3.1. Назначение каскадов предварительного усиления (КПУ). Перечислить качественные показатели усилителя, которые характерны именно для КПУ.

4.3.2. Как определить входное и выходное сопротивление транзистора по входным и выходным статическим характеристикам?

4.3.3. Перечислить  $h$  – параметры транзистора. Как определить эти параметры с использованием характеристик транзистора?

4.3.4. Почему в первом каскаде усиления целесообразно выбирать малошумящий транзистор? Что такое коэффициент шума? Как зависит коэффициент шума от режима работы транзистора?

- 4.3.5. Перечислить причины частотных и переходных искажений в резисторном каскаде усиления. Какими показателями эти искажения характеризуются количественно (дать определение).
- 4.3.6. Изобразить эквивалентную схему биполярного транзистора в системе физических параметров.
- 4.3.7. Изобразить схему резисторного каскада усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ и с эмиттерной стабилизацией. Показать пути протекания входных и выходных переменных токов. Перечислить элементы, вносящие частотные искажения на нижних и верхних частотах.
- 4.3.8. Изобразить схему резисторного каскада усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ и с коллекторной стабилизацией (без обратной связи по переменному току). Показать пути протекания входного и выходного переменного тока. Пояснить назначение элементов.
- 4.3.9. Для схемы резисторного каскада усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ и с эмиттерной стабилизацией определить входное сопротивление усилителя и сопротивление коллекторной нагрузки по переменному току.
- 4.3.10. Что такое «эквивалентная схема» усилительного каскада? Для чего принципиальная схема заменяется на эквивалентную? Пояснить порядок построения эквивалентной схемы на примере усилительного каскада с фиксированным напряжением смещения. Как преобразовать (упростить) эту схему?
- 4.3.11. Пояснить назначение большой емкости эмиттера в схеме с эмиттерной стабилизацией. Как влияет емкость эмиттера на частотную характеристику и частотные искажения?
- 4.3.12. Как влияет большая емкость эмиттера в схеме с эмиттерной стабилизацией на переходную характеристику и переходные искажения?
- 4.3.13. Для схемы резисторного каскада усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ и фиксированным током базы нарисовать эквивалентную схему усилителя для широкой полосы частот. Преобразовать эту схему для диапазона нижних частот (НЧ), верхних частот (ВЧ) и средних частот (СЧ). Пояснить, почему коэффициент передачи усилителя слабо зависит от частоты в области средних частот.
- 4.3.14. Для схемы резисторного каскада усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ и с эмиттерной стабилизацией нарисовать эквивалентную схему выходной цепи для широкой полосы частот. Преобразовать эту схему для диапазона нижних частот. Пояснить возникновение частотных и переходных искажений.
- 4.3.15. Для схемы резисторного каскада предварительного усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ и с эмиттерной стабилизацией нарисовать эквивалентную схему выходной цепи для широкой полосы

частот. Преобразовать эту схему для диапазона верхних частот. Пояснить возникновение частотных и переходных искажений.

4.3.16. Пояснить назначение малой емкости эмиттера в схеме с эмиттерной стабилизацией. Как влияет малая емкость эмиттера на частотную характеристику и частотные искажения?

4.3.17. Как влияет малая емкость эмиттера в схеме с эмиттерной стабилизацией на переходную характеристику и переходные искажения?

4.3.18. Пояснить суть высокочастотной коррекции с помощью малой емкости в цепи эмиттера.

4.3.19. Нарисуйте (на одном графике) АЧХ усилителя без коррекции и с ВЧ – коррекцией частотно-зависимой обратной связью. Как изменится вид АЧХ при увеличении  $C_3$ ?

4.3.20. Для схемы резисторного каскада усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ и с эмиттерной стабилизацией нарисовать эквивалентную схему выходной цепи для диапазона нижних частот. Пояснить влияние выходного сопротивления усилительного элемента на частотные и переходные искажения.

4.3.21. Для схемы резисторного каскада усиления на биполярном транзисторе, включенном по схеме с ОЭ и фиксированным напряжением смещения нарисовать эквивалентную схему входной цепи усилителя для диапазона верхних частот. Пояснить влияние входного сопротивления усилителя на частотные и переходные искажения.

4.3.22. Изобразить схему двухкаскадного усилителя переменного тока (1 каскад – с ФТБ, 2 каскад – с ФНС). Для выходной цепи первого каскада показать пути протекания выходного переменного тока и составить эквивалентную схему для широкой полосы частот. Преобразовать (упростить) схему для диапазона НЧ. Пояснить возникновение частотных искажений на НЧ.

4.3.23. Изобразить схему двухкаскадного усилителя переменного тока (1 каскад – с КС без обратной связи по переменному току, 2 каскад – с ЭС). Для выходной цепи первого каскада показать пути протекания выходного переменного тока и составить эквивалентную схему для широкой полосы частот. Преобразовать (упростить) схему для диапазона ВЧ. Пояснить возникновение частотных искажений на ВЧ.

4.3.24. Виды коррекции частотных и переходных характеристик. Для чего вводятся элементы коррекции в схему усилительного каскада?

4.3.25. Что такое «площадь усиления ( $I$ )»? Как определить площадь усиления экспериментально по измеренной АЧХ?

4.3.26. Перечислите способы ВЧ – коррекции АЧХ. Поясните принцип коррекции.

- 4.3.27. Приведите пример реализации схемы усилителя с элементами параллельной ВЧ – коррекции. Поясните принцип коррекции с применением эквивалентной схемы выходной цепи усилителя.
- 4.3.28. Приведите пример реализации схемы усилителя с элементами последовательной ВЧ – коррекции. Поясните принцип коррекции с применением эквивалентной схемы выходной цепи усилителя.
- 4.3.29. Приведите пример реализации схемы усилителя с элементами параллельной НЧ – коррекции. Поясните принцип коррекции с применением эквивалентной схемы выходной цепи усилителя.
- 4.3.30. Поясните действие параллельной ВЧ – коррекции на форму переходной характеристики. Как изменить элементы схемы, чтобы увеличить действие коррекции? Как изменится при этом переходная характеристика?
- 4.3.31. Поясните действие параллельной НЧ – коррекции на форму переходной характеристики. Как изменить элементы схемы, чтобы увеличить действие коррекции? Как изменится при этом переходная характеристика?
- 4.3.32. Нарисуйте (на одном графике) АЧХ усилителя без коррекции и с элементами параллельной НЧ – коррекцией ( $R_\phi$ ,  $C_\phi$ ) и ВЧ – коррекции ( $L$ ). Как изменится эта характеристика при увеличении величин  $L$  и  $C_\phi$ . Обоснуйте ответ.
- 4.3.33. Нарисуйте схему широкополосного усилителя на полевом транзисторе с каналом  $n$  – типа, включенного по схеме с общим истоком и истоковой стабилизацией, с элементами НЧ и ВЧ – коррекции. Поясните назначение элементов схемы.
- 4.3.34. Нарисуйте схему КПУ на биполярном транзисторе с эмиттерной стабилизацией и трансформаторной связью с источником сигнала. Покажите пути переменного тока. Поясните назначение трансформатора. Из каких соображений выбирается коэффициент трансформации?
- 4.3.35. Нарисуйте эквивалентную схему трансформатора. Поясните физический смысл элементов, входящих в эквивалентную схему. Как пересчитываются значения элементов к первичной обмотке?
- 4.3.36. Нарисуйте схему КПУ на биполярном транзисторе с эмиттерной стабилизацией и трансформаторной связью с нагрузкой. Для этой схемы изобразить эквивалентную схему выходной цепи каскада. Преобразуйте схему для диапазона НЧ, ВЧ. Поясните форму частотной характеристики.
- 4.3.37. Как изменится частотная и переходная характеристика трансформаторного каскада в случае емкостной нагрузки?
- 4.3.38. Нарисовать схему двухкаскадного усилителя (оба каскада построены по схеме с фиксированным напряжением смещения при включении транзистора с ОЭ). Для выходной цепи транзистора первого каскада показать пути протекания переменного тока, составить эквивалентную схему для широкой

полосы частот. Пояснить причины возникновения частотных искажений на нижних и верхних частотах.

4.3.39. Нарисовать частотные и переходные характеристики усилительного каскада на биполярном транзисторе с эмиттерной стабилизацией для двух значений выходной разделительной емкости ( $C_{p\text{ вых}1} > C_{p\text{ вых}2}$ ). Пояснить влияние разделительной емкости на частотные и переходные искажения.

4.3.40. Нарисовать частотные и переходные характеристики усилительного каскада переменного тока для двух значений входной динамической емкости транзистора ( $C_{вх\text{ дин}1} > C_{вх\text{ дин}2}$ ). Пояснить влияние емкости на частотные и переходные искажения.

4.3.41. Нарисовать частотные и переходные характеристики усилительного каскада переменного тока для двух значений входной динамической емкости транзистора ( $C_{вх\text{ дин}1} > C_{вх\text{ дин}2}$ ). Пояснить влияние емкости на частотные и переходные искажения.

4.3.42. Для схемы, показанной на рисунке 4.11, рассчитать коэффициент усиления по напряжению, сквозной коэффициент усиления каскада. Дать общую характеристику схемы.

4.3.43. Для схемы, показанной на рисунке 4.11, рассчитать коэффициент частотных искажений на частоте 40 Гц, обусловленной влиянием емкости в цепи эмиттера  $C_э$  и разделительных конденсаторов  $C_{p1}$  и  $C_{p2}$ . Определить общий коэффициент частотных искажений, вносимых этими элементами. При этом учесть, что выходное сопротивление транзистора значительно больше сопротивления в цепи коллектора  $R_к$ .

4.3.44. Для схемы, показанной на рисунке 4.11, рассчитать коэффициент частотных искажений  $M_е$  на частоте 100 кГц, обусловленной входной динамической емкостью  $C_{бэ\text{ дин}}$  транзистора и емкостью нагрузки  $C_н$ . Определить общий коэффициент частотных искажений, вносимых этими элементами.

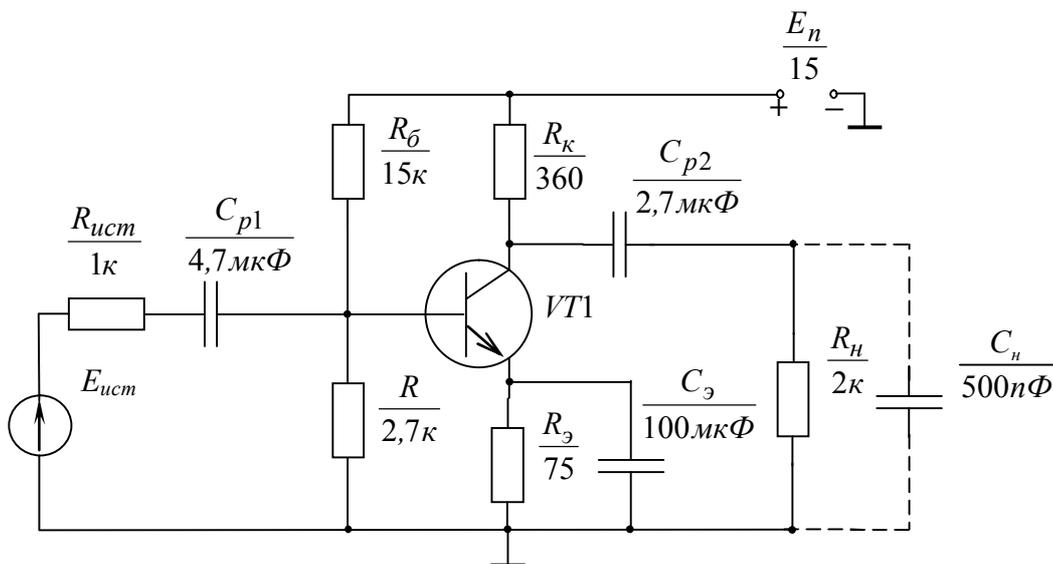


Рисунок 4.11

4.3.45. Для схемы, показанной на рисунке 4.11, рассчитать время установления переднего фронта прямоугольного импульса малой длительности ( $t_u = 5 \text{ мкс}$ ). При этом считать, что переходные искажения в области малых времен определяются выходной цепью каскада.

4.3.46. Для схемы, показанной на рисунке 4.11, рассчитать общий спад плоской вершины прямоугольного импульса большой длительности ( $t_u = 5 \text{ мс}$ ), вследствие влияния разделительных емкостей.

## 5 ВЫХОДНЫЕ И ПРЕДВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ

### 5.1 Краткие теоретические сведения

Назначение выходного каскада усиления (ВКУ) – обеспечить при заданном сопротивлении нагрузки требуемый уровень сигнала (мощность) в нагрузке при допустимых линейных и нелинейных искажениях, а также возможно меньшем потреблением энергии от источника питания (максимальном КПД) [1-5]. В этом случае усилительный элемент (УЭ) должен обеспечить отдаваемую мощность

$$P_{отд} = \frac{U_{т.вых} I_{т.вых}}{2}. \quad (5.1)$$

Усилительные элементы в ВКУ работают в режиме класса «А» или «В». Мощные избирательные усилители (в радиопередаточных устройствах) могут работать в режиме «С» или «Е». Для режима класса «А» рабочая точка (РТ) выбирается на середине линейного участка сквозной динамической характеристики (характеристики прямой передачи) усилительного элемента (УЭ). Этот режим чаще используются в предварительных каскадах усиления, а также в маломощных предвыходных и выходных каскадах при жестких требованиях к нелинейным искажениям в ВКУ. Максимально возможный КПД в режиме «А» составляет 50% (реальный – не более 30%). В режиме класса «В» РТ выбирается при нулевом или очень малом напряжении смещения. Этот режим характеризуется высоким КПД (до 78,5%) и большими нелинейными искажениями, по сравнению с режимом класса «А». Для уменьшения искажений используются двухтактные схемы, в которых используется не менее двух УЭ, работающих поочередно (для усиления положительного и отрицательного полупериодов).

На рисунке 5.1 приведена схема однотактного усилителя мощности в режиме «А» с *трансформаторной схемой* связи с нагрузкой.

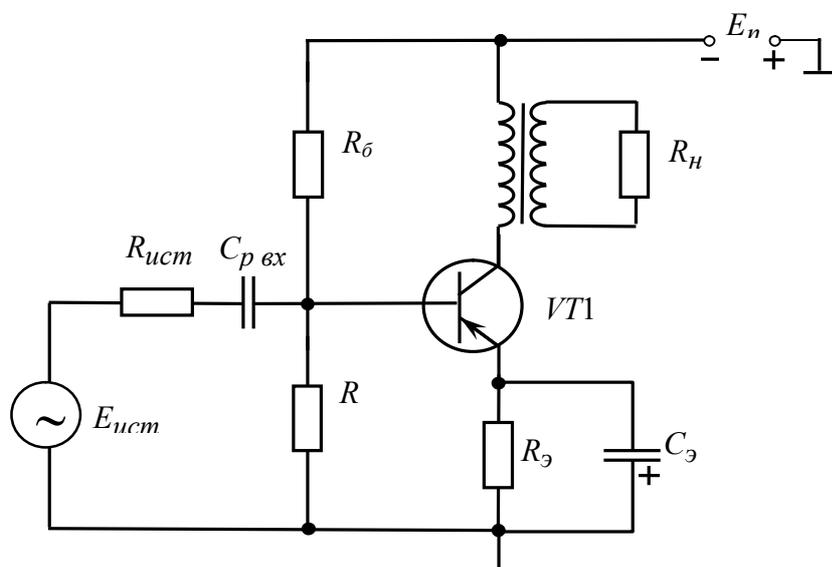


Рисунок 5.1 – Трансформаторный каскад на транзисторе

Трансформаторная схема ВКУ имеет два основных **преимущества**:

- позволяет заданное сопротивление нагрузки преобразовать к оптимальному значению, при котором УЭ отдает максимальную мощность в нагрузку;
- позволяет повысить КПД ВКУ, так как уменьшает потери в выходной цепи в связи с малым сопротивлением первичной обмотки трансформатора по постоянному току, и обеспечить максимальную отдаваемую мощность для заданного режима работы.

$$U_{к0} = E_{\Pi} - i_{к0}R_{H=} \approx E_{\Pi} - i_{к0}R_{\mathcal{E}}, \quad (5.2)$$

где  $R_{H=}$  – сопротивление нагрузки по постоянному току:  $R_{H=} = R_{\mathcal{E}} + r_1 \approx R_{\mathcal{E}}$ , так как  $r_1 \ll R_{\mathcal{E}}$ ;  $r_1$  – активное сопротивление первичной обмотки трансформатора.

Кроме этого, при трансформаторной связью усилительного каскада с источником трансформатор позволяет обеспечить равенство сопротивления источника входному сопротивлению трансформатора (условие согласования), при котором максимизируется коэффициент передачи по мощности.

К **недостаткам** трансформаторного каскада относятся:

- большие размеры, масса и стоимость;
- сравнительно узкая полоса рабочих частот;
- большие фазовые искажения, затрудняющие обеспечить большую глубину общей ООС (в связи с опасностью самовозбуждения усилителя);
- невозможность выполнения усилителя по интегральной технологии.

**Режим работы транзистора** выбирается из следующих соображений:

1. Чтобы обеспечить получение заданной мощности в нагрузке ( $P_H$ ), рассеиваемая на коллекторе транзистора мощность в режиме класса «А» не должна быть меньше величины

$$P_K = \frac{2P_{отд}}{\xi\psi} = \frac{2P_H}{\eta_{mp}\xi\psi}, \quad (5.3)$$

где  $\eta_{mp}$  – КПД выходного трансформатора (0,9 – 0,95);

$\xi = \frac{U_{mk}}{U_{кэ0}}$ ,  $\psi = \frac{I_{mk}}{i_{к0}}$  – соответственно коэффициенты использования усилительного элемента по напряжению и по току, которые принимаются

одинаковыми и не превышающими 0,7 для получения достаточно малых нелинейных искажений. С другой стороны,  $P_K = U_{к0}i_{к0}$ . Поэтому для любого напряжения на коллекторе ток коллектора не должен быть ниже величины

$$i_{к0} \geq \frac{P_K}{U_{к0}}. \quad (5.4)$$

2. Напряжение на коллекторе  $U_{кэ0}$  не должно быть слишком малым, то есть не должно выбираться вблизи области насыщения транзистора.

Для большинства транзисторов, предназначенных для усиления сигналов,  $U_{кэ\text{ нас}}$  не превышает  $(0,5 \div 2)$  В. Поэтому  $U_{кэ0\text{ мин}}$  должно быть не менее  $(1,5 \div 3)U_{кэ\text{ нас}}$  (с учетом запаса на нестабильность рабочей точки). С другой стороны, максимальное значение  $U_{кэ0\text{ макс}}$  не должно превышать  $(0,7 \div 0,8)E_n$ , поскольку часть выходного напряжения будет падать на сопротивлении  $R_{э}$ , которое выполняет функцию стабилизации постоянного коллекторного тока.

3. Постоянный коллекторный ток  $i_{к0}$  также не должен быть слишком малым. Для маломощных транзисторов при  $i_{к0} < 2\text{ мА}$  усилительные свойства транзистора резко снижаются. С другой стороны,  $i_{к0}$  не должно приближаться к максимально допустимому значению коллекторного тока ( $i_{к0\text{ доп}}$ ), заданному в справочнике для данного транзистора. С учетом амплитуды переменной составляющей  $i_{к0\text{ макс}} < 0,45 i_{к0\text{ доп}}$ .
4. При любом напряжении на переходе  $к-э$  рассеиваемая на транзисторе мощность  $P_{к} = U_{кэ0} i_{к0}$  не должна превышать значение максимально допустимой мощности  $P_{к\text{ макс}}$ , заданной в справочнике для данного транзистора.
5. Нагрузочная прямая по постоянному току не должна пересекать линию  $P_{к\text{ макс}}$ , поскольку, учитывая дестабилизирующие факторы, рабочая точка может сместиться в область, ограниченную линией  $P_{к\text{ макс}}$ , что приведет к перегреву и выходу транзистора из строя. При выбранном  $U_{кэ0}$  ток коллектора в рабочей точке не должен превышать значение

$$i_{к0} \leq \frac{2P_{к\text{ макс}}}{U_{к0}}. \quad (5.5)$$

Таким образом, рабочая точка может быть выбрана в области, ограниченной условиями 1 – 5, как показано на рисунке 5.2.

Желательно выбирать рабочую точку вблизи линии  $P_{к}$ , поскольку при больших токах возрастает рассеиваемая на коллекторе транзистора мощность, что приведет к повышению температуры  $p-n$  перехода (саморазогреву транзистора), а следовательно к большей нестабильности режима работы.

При использовании БТ для получения малых нелинейных искажений коэффициент использования  $\xi = \psi = 0,5 \dots 0,7$ .

Максимальная отдаваемая мощность транзистора обеспечивается при оптимальной нагрузке:

$$R_{к\sim} = R_{онт} = \frac{\xi U_{к0}}{\psi i_{к0}} = \frac{U_{к0}}{i_{к0}}. \quad (5.6)$$

Поскольку входное сопротивление трансформатора равно:

$$R_{вх.тр} = R_{к\sim} = \frac{R_n}{n^2 \eta_{тр}}, \quad (5.7)$$

то

$$R_{опт} = R_{к\sim} = \frac{R_H}{n_{опт}^2 \eta_{тр}}, \quad (5.8)$$

откуда

$$n_{опт} = \sqrt{\frac{R_H}{R_{опт} \eta_{тр}}}. \quad (5.9)$$

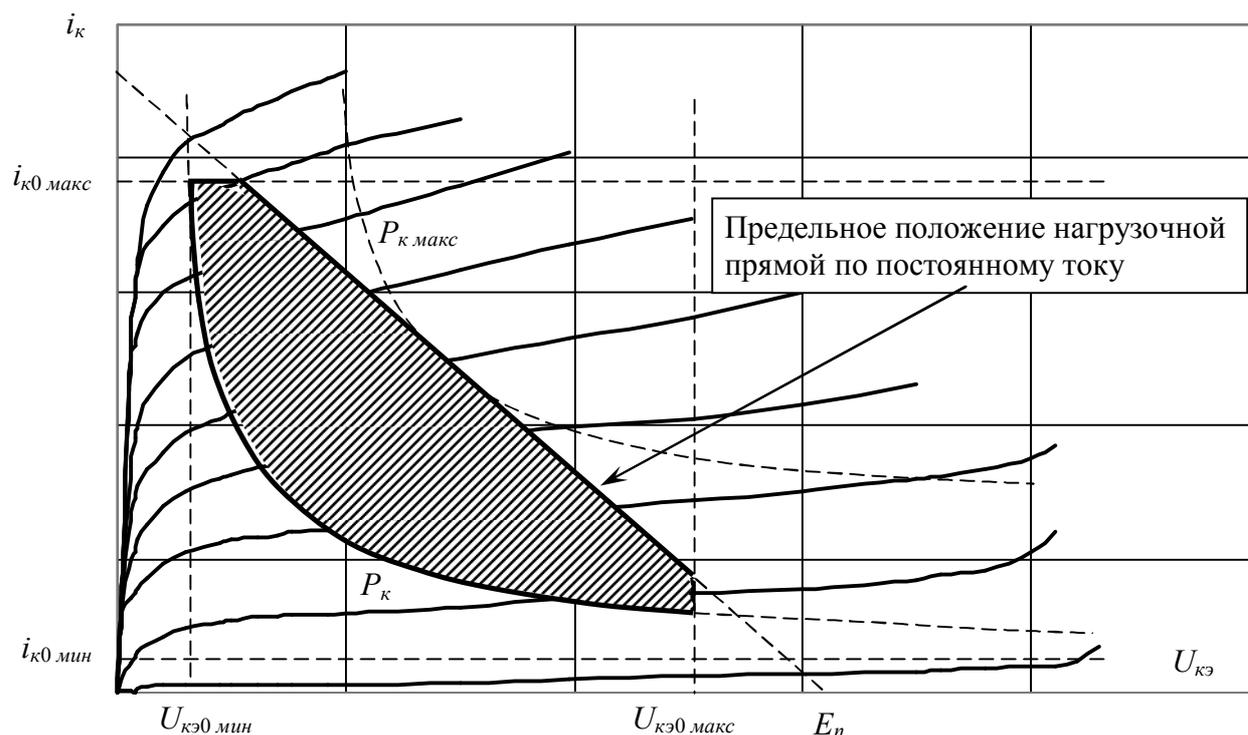


Рисунок 5.2 – Область выбора рабочей точки транзистора

Расчет выходного каскада производится графоаналитическим методом, для чего используются входные и выходные статические характеристики транзистора и строятся выходные динамические характеристики (нагрузочные прямые), под которыми понимается зависимость выходного тока транзистора от напряжения при заданной нагрузке. Поскольку цепи выходного постоянного и переменного тока (и, следовательно, сопротивления цепей) разные, то различают нагрузочные прямые по постоянному и переменному току.

Нагрузочная прямая (выходная динамическая характеристика) по постоянному току, необходимая для расчета элементов, обеспечивающих режим работы транзистора, строится в соответствии с уравнением Кирхгофа для выходной цепи (по которой проходит постоянная составляющая выходного тока):

$$E_n = U_{кэ} + i_{к} R_{H=}, \quad (5.10)$$

где  $R_{H=} = R_{э} + R_{к}$  – для резисторного каскада с эмиттерной стабилизацией;

$R_{H=} = R_{\mathcal{E}} + r_1 \approx R_{\mathcal{E}}$  – для трансформаторных ВКУ с эмиттерной стабилизацией, так как сопротивление первичной обмотки трансформатора  $r_1$  очень небольшое.

Нагрузочная прямая по постоянному току строится по двум точкам (рисунок 5.3):

1. При  $i_k = 0$   $U_{кэ} = E_n$ ;
2. При  $U_{кэ} = 0$   $i'_k = E_n / R_{H=}$ .

Динамическая характеристика по переменному току связывает мгновенные значения тока и напряжения при усилении сигнала. Для построения нагрузочной прямой на оси напряжений откладывается точка

$$U'_{кэ} = U_{кэ0} + i_{к0} R_{к\sim}. \quad (5.11)$$

Тогда нагрузочная прямая пройдет через точку ( $i_k = 0$ ,  $U_{кэ} = U'_{кэ}$ ) и рабочую точку ( $i_k = i_{к0}$ ,  $U_{кэ} = U_{кэ0}$ ), как показано на рисунке 5.3.

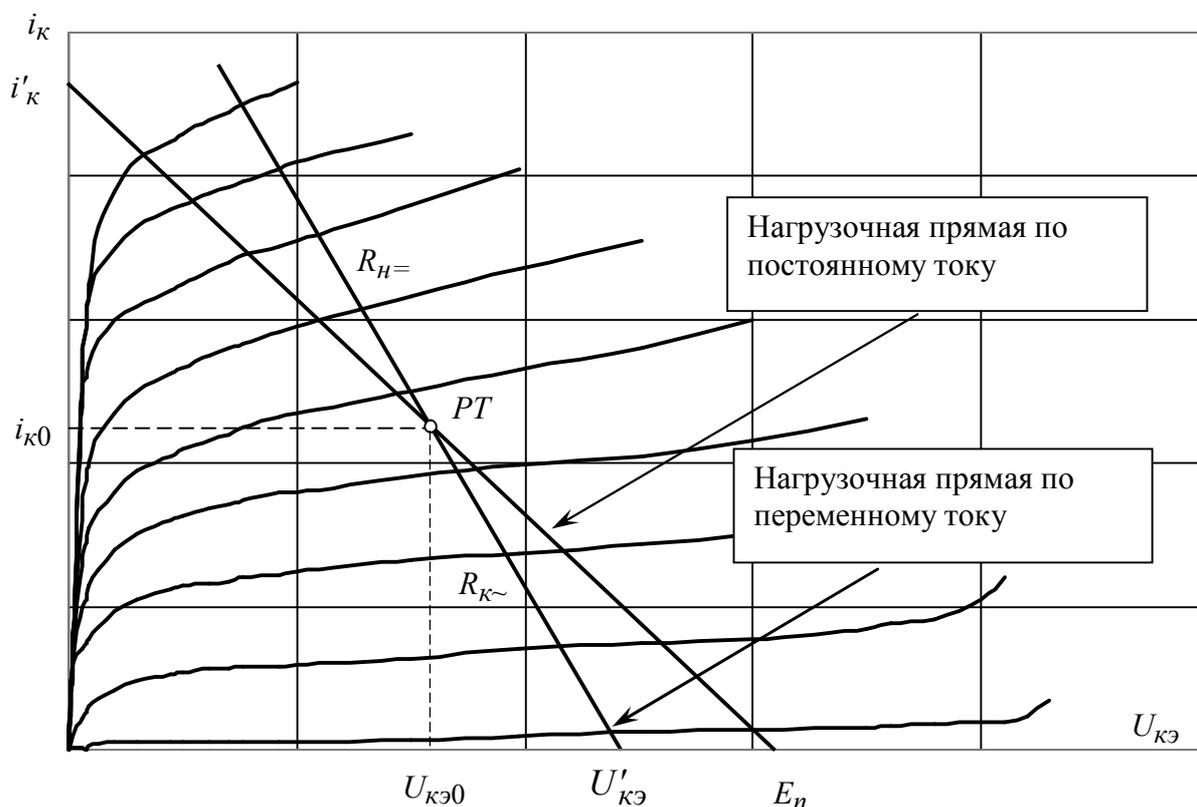


Рисунок 5.3 – Построение выходных динамических характеристик транзистора

Чем больше величина  $R_{к\sim}$ , тем положе идёт нагрузочная прямая. Следует иметь в виду, что в резисторных каскадах нагрузочная прямая по переменному току всегда круче, чем по постоянному току, так как

$$R_{H=} = R_K + R_{\mathcal{E}} \text{ всегда больше, чем } R_{к\sim} = \frac{R_K R_H}{R_K + R_H}.$$

Для трансформаторных каскадов положение динамической характеристики зависит не только от  $R_{K\sim}$ , но и от коэффициента трансформации (5.7). В этом случае  $U'_{кэ}$  может даже превысить  $E_n$  за счет самоиндукции трансформатора.

Динамическая характеристика по переменному току позволяет определить ряд параметров усилительного каскада (амплитуды входных и выходных токов и напряжений, отдаваемую усилительным элементом мощность, КПД, коэффициенты усиления).

На рисунке 5.4 показана оптимальная динамическая характеристика по переменному току и треугольники мощности.

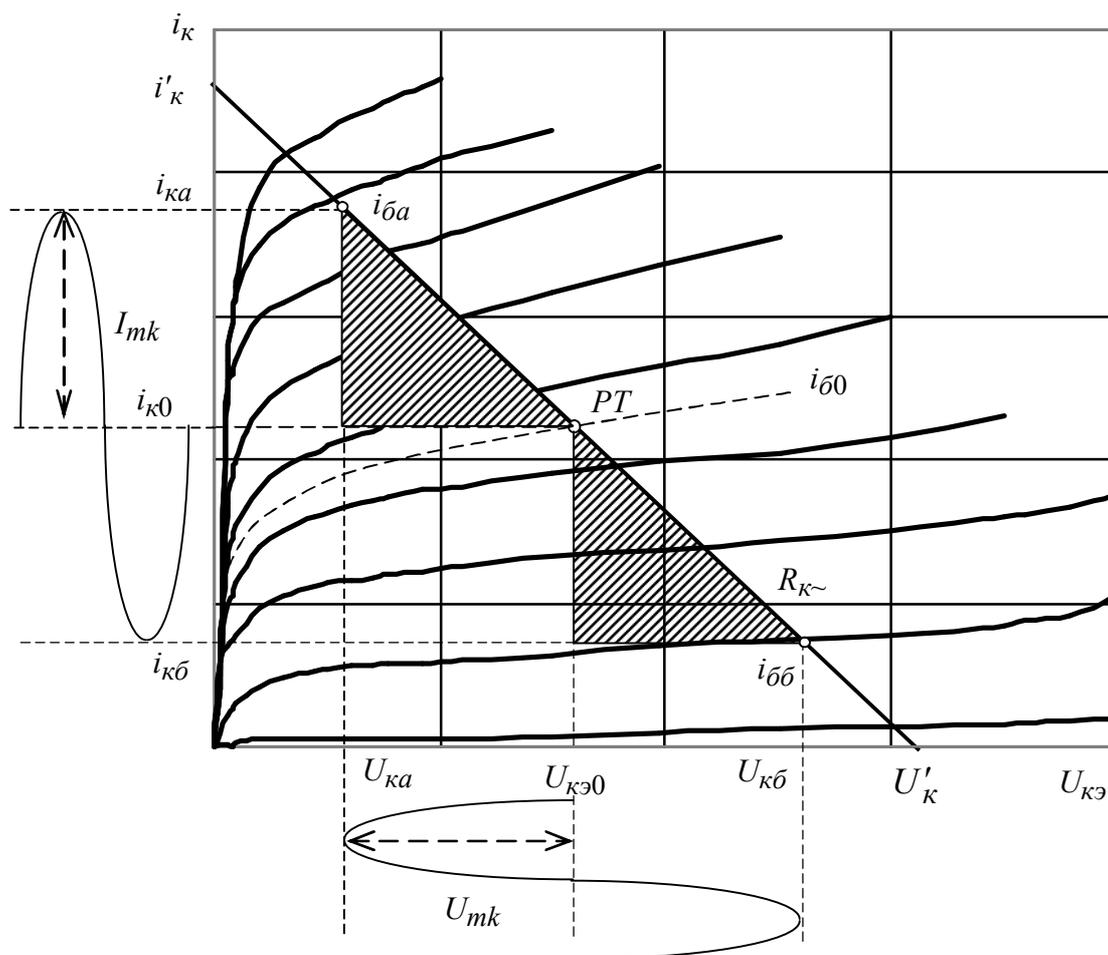


Рисунок 5.4 – Построение треугольников мощности

Оптимальная нагрузочная прямая по переменному току строится для оптимального сопротивления, которое при выбранном режиме работы из (5.6)

Отдаваемая усилительным элементом мощность равна:

$$P_{отд} = \frac{I_{mk} U_{mk}}{2} \quad (5.12)$$

Амплитуды выходных токов и напряжений, а также входного переменного тока, можно определить графически по выходным статическим характе-

ристикам и треугольникам мощности для крайних точек ( $a$ ,  $b$ ) изменения сигнала (рисунок 5.4):

$$I_{mk} = \frac{i_{ka} - i_{kb}}{2}; \quad U_{mk} = \frac{U_{kb} - U_{ka}}{2}. \quad (5.13)$$

Амплитуда входного напряжения определяется по входной динамической характеристике (которая совпадает со статической при  $U_{кэ} > 0$ ) и крайним точкам изменения тока базы (рисунок 5.5):

$$I_{mб} = \frac{i_{ба} - i_{бб}}{2}; \quad U_{mб} = \frac{U_{бб} - U_{ба}}{2}. \quad (5.14)$$

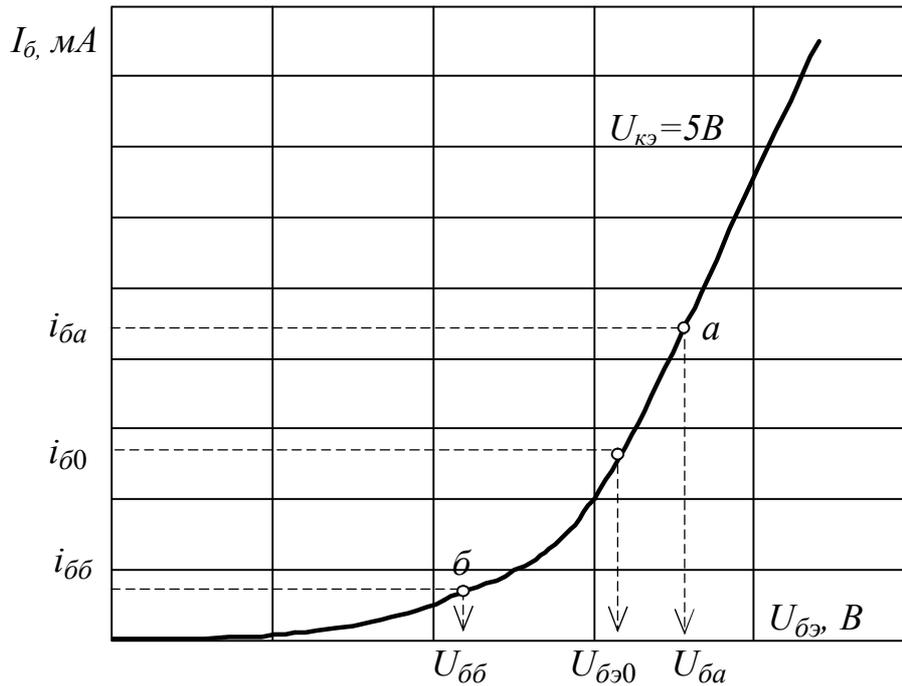


Рисунок 5.5 – Входная характеристика транзистора

Из графических построений можно определить коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности

$$K_T = \frac{I_{mk}}{I_{mб}}; \quad K = \frac{U_{mk}}{U_{mб}}; \quad K_M = K_T K; \quad (5.15)$$

входное сопротивление транзистора

$$R_{вхэ} = \frac{U_{mб}}{I_{mб}},$$

а также коэффициент полезного действия усилительного элемента

$$\eta = \frac{P_{омд}}{P_K} = \frac{U_{mk} I_{mk}}{2U_{кэ0} i_{к0}}. \quad (5.16)$$

Поскольку выходные каскады работают в условиях возможно более полного использования статических и динамических характеристик, в этих каскадах могут возникать заметные нелинейные искажения из-за влияния нелинейности характеристик транзисторов. Коэффициент нелинейных искажений (коэффициент гармоник  $K_g$ ) определяется графоаналитическим методом с применением метода пяти ординат по сквозной динамической характеристике  $i_k(e'_{уст})$ , где

$$e'_{уст} = i_{\delta} R'_{уст} + U_{\delta\delta}, \quad R'_{уст} = \frac{R_{\delta} R_{ex\delta}}{R_{\delta} + R_{ex\delta}}; \quad R_{\delta} = \frac{R_{\delta} R}{R_{\delta} + R}. \quad (5.17)$$

Для построения сквозной динамической характеристики используется нагрузочная характеристика по переменному току. Значения токов коллектора определяются в точках пересечения нагрузочной прямой со статическими характеристиками транзистора (для различных токов базы), как показано на рисунке 5.6. На характеристике отмечено 9 точек пересечения и соответствующие значения токов коллектора и базы.

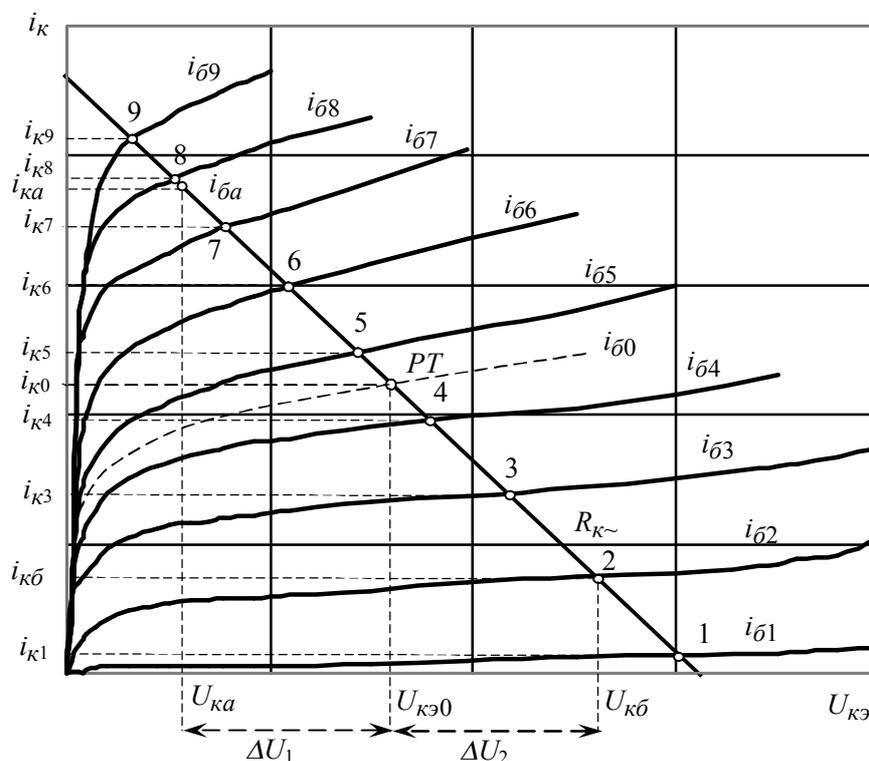


Рисунок 5.6 – Определение токов коллектора и базы для построения сквозной динамической характеристики

Порядок построения сквозной динамической характеристики:

1. Для отмеченных точек пересечения определяются токи коллектора и соответствующие значения токов базы. Достаточно взять 5 – 7 точек.
2. По входной статической характеристике для найденных токов базы определяются соответствующие значения напряжения  $U_{\delta\delta}$ .

3. С учетом эквивалентного сопротивления источника  $R'_{ист}$  определяются соответствующие значения  $e'_{ист}$  по (5.17) и строится искомая характеристика.
4. По оси абсцисс интервал между  $e'_{ист\ мин}$  и  $e'_{ист\ макс}$  делится на четыре равные части и находятся токи  $i_{к\ макс}$ ,  $i_1$ ,  $i_{к0}$ ,  $i_2$ ,  $i_{к\ мин}$ .

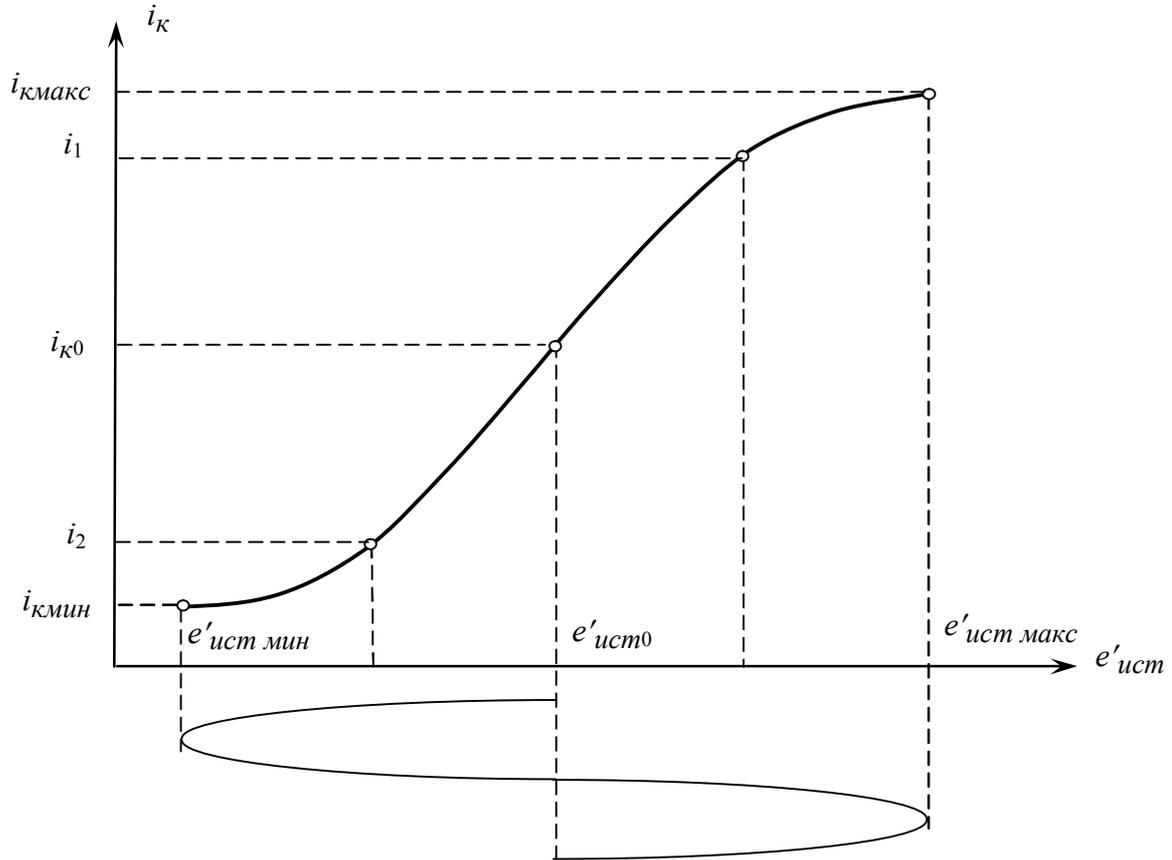


Рисунок 5.7 – Сквозная динамическая характеристика

По формулам метода пяти ординат находятся амплитуды выходного тока основной частоты ( $I_{m1}$ ), амплитуды гармоник ( $I_{m2}$ ,  $I_{m3}$ ,  $I_{m4}$ ) и среднее значение выходного тока ( $i_{ср}$ ):

$$I_{m1} = \frac{i_{макс} - i_{мин} + i_1 - i_2}{3};$$

$$I_{m2} = \frac{i_{макс} + i_{мин} - 2i_{к0}}{4};$$

$$I_{m3} = \frac{i_{макс} - i_{мин} + 2(i_1 - i_2)}{6};$$

$$I_{m4} = \frac{i_{макс} + i_{мин} - 4(i_1 + i_2) + 6i_{к0}}{12};$$

$$i_{cp} = \frac{i_{макс} + i_{мин} + 2(i_1 + i_2)}{6}. \quad (5.18)$$

Если расчеты выполнены верно, то должно выполняться равенство:

$$i_{макс} = i_{cp} + I_{m1} + I_{m2} + I_{m3} + I_{m4}. \quad (5.19)$$

Коэффициент гармоник выходного каскада будет определяться по формуле:

$$K_{Гвых} = \frac{\sqrt{I_{m2}^2 + I_{m3}^2 + I_{m4}^2}}{I_{m1}} \cdot 100\%. \quad (5.20)$$

**Бестрансформаторные усилители**, работающие в режиме класса «В», целесообразно применять в случае, если нагрузка близка к оптимальной. Эти усилители широко используются в аппаратуре радиосвязи и радиовещания, поскольку позволяют обеспечить достаточно высокую мощность (до 20 – 50 Вт) при высокой стабильности параметров и динамическом диапазоне, малых искажениях, габаритах, весе и стоимости.

На рисунке 5.8 представлен вариант схемы, состоящей из двухтактного выходного и одностактного предвыходного каскадов усиления. Выходной каскад построен на комплементарных транзисторах VT2, VT3, работающих в режиме «В» и двумя источниками питания.

Сопrotивление  $R_T$  необходимо для обеспечения небольшого смещения на транзисторах VT2 и VT3 (режим АВ) и температурной стабилизации положения рабочей точки. Терморезистор  $R_T$  можно заменить последовательным включением либо двух диодов, либо двух транзисторов, в диодном включении (при замыкании выводов коллектора и базы), поскольку температурные изменения их вольт - амперных характеристик будут соответствовать изменению входных характеристик транзисторов VT2 и VT3.

При усилении сигналов переменного тока можно использовать схему выходного каскада с одним источником питания при включении большой выходной разделительной емкости ( $C_{pвых}$ ). Эта емкость при включении питания заряжается до напряжения  $E_n/2$  и выполняет роль источника питания для транзистора VT3 при закрывании верхнего плеча (VT2). Схема приведена на рисунке 5.9. Конденсатор  $C_{pвых}$  в течении работы VT3 будет частично разряжаться, что при недостаточно большой емкости может привести к уменьшению напряжения  $U_{кэ0VT3}$ . Это, в свою очередь, приведет к смещению нагрузочной прямой к области насыщения транзистора и возникновению нелинейных искажений.

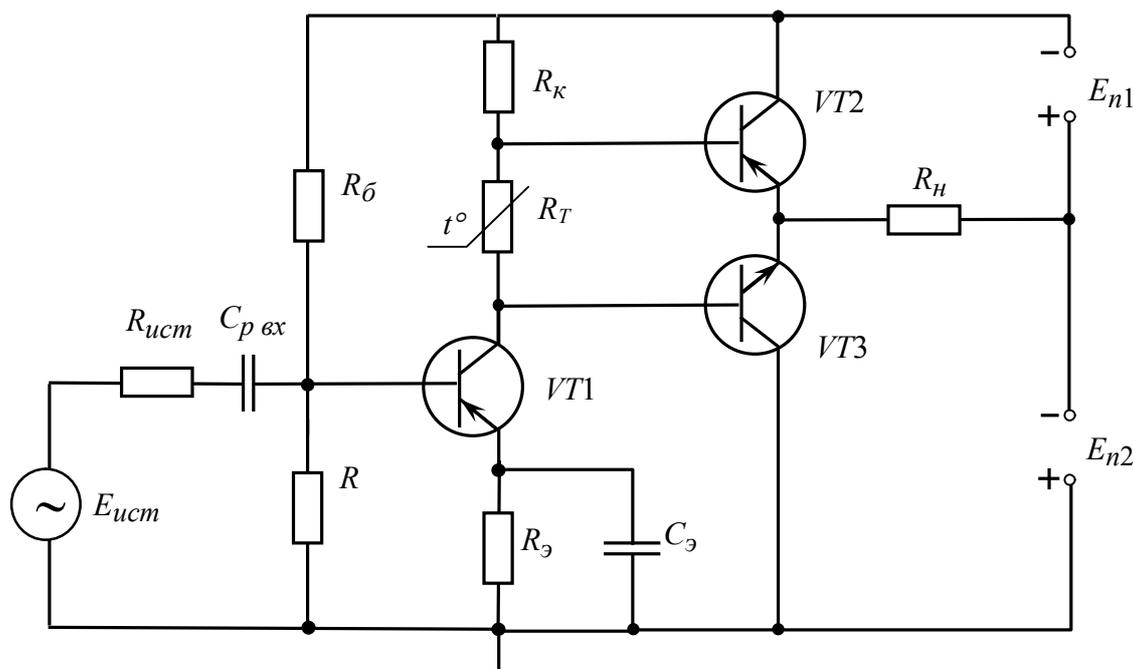


Рисунок 5.8 – Усилитель мощности на комплементарных транзисторах с двумя источниками питания

Для предупреждения заметных нелинейных искажений изменение напряжения на емкости за время, равное полупериоду низшей частоты сигнала ( $f_n$ ), не должно превышать  $\Delta E = (0,1 \div 0,15) \frac{E_n}{2}$ . Тогда величина емкости выходного конденсатора должна выбираться из условия

$$C_{рвых} \geq \frac{i_{кmaxVT3}}{2\pi f_n \Delta E}, \quad (5.21)$$

где  $\Delta E$  не должно превышать  $(0,1 \dots 0,15)E_n$ .

Базовый делитель  $R$ ,  $R_б$  в схеме рисунка 5.7 подключен к коллектору  $VT3$ . При этом одновременно с подачей напряжения смещения для транзистора  $VT1$  в схеме возникает общая отрицательная обратная связь (по постоянному и переменному току), которая предназначена для стабилизации режима работы транзисторов  $VT1$  и  $VT3$ , уменьшения линейных и нелинейных искажений, а также повышения стабильности коэффициента усиления схемы. Вместе с тем, эта обратная связь (параллельная по способу снятия и подачи), будет уменьшать входное сопротивление и коэффициент усиления по току, что может потребовать установку дополнительного предварительного усилительного каскада.

В схемах, показанных на рисунках 5.8, 5.9 большие значения амплитуд выходного напряжения ( $U_{твых1} = U_{тб2(3)} + U_{твых}$ ) и выходного тока требуют обеспечить большое значение постоянного коллекторного тока транзистора  $VT1$ , работающего в режиме «А».

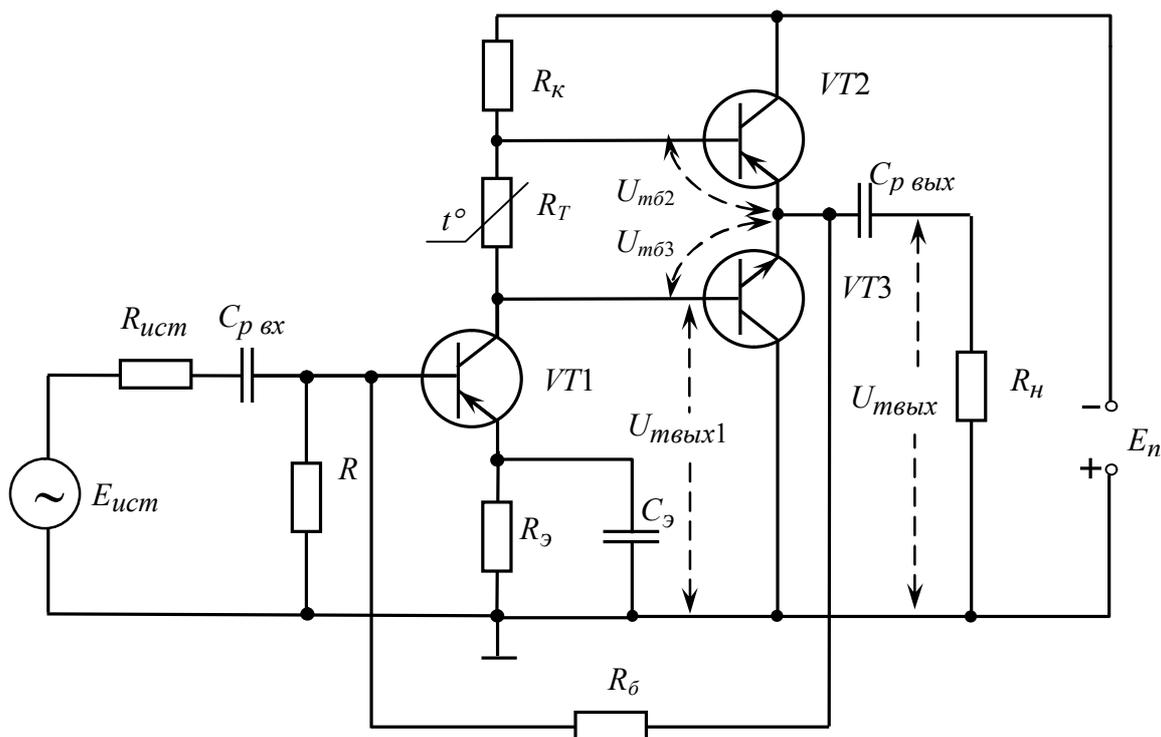


Рисунок 5.9 – Усилитель мощности на комплементарных транзисторах с одним источником питания

Таким образом, для получения большой выходной мощности необходимо обеспечить большие значения постоянного тока коллектора и напряжения на переходе  $к - э$  транзистора  $VT1$ , что приводит к большой потребляемой мощности (рассеиваемой на коллекторе транзистора), большой температуре перехода и, следовательно, большой нестабильности режима работы. Это не позволяет получение выходной мощности более 2 – 3 Вт.

Для получения больших мощностей применяется схема на составных транзисторах, показанная на рисунке 5.10.

Большое усиление тока и высокое входное сопротивление такого каскада позволяет снизить необходимую для его возбуждения мощность и, следовательно, взять менее мощный транзистор в предвыходном каскаде.

Резисторы  $R1$  и  $R2$  создают отрицательную обратную связь, которая улучшает стабильность рабочей точки транзисторов выходного каскада и уменьшает влияния разброса параметров.

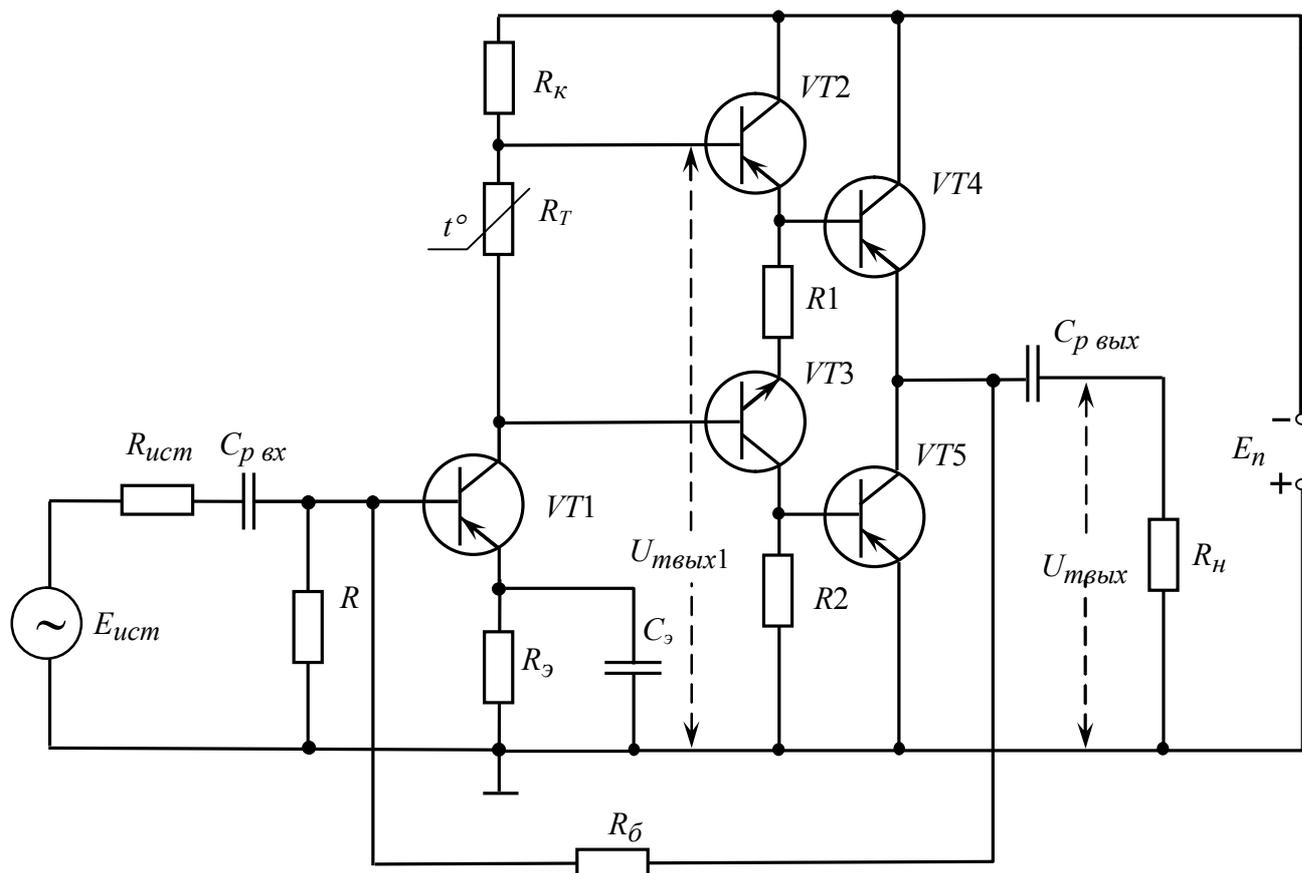


Рисунок 5.10 – Усилитель мощности на составных транзисторах с одним источником питания

## 5.2 Примеры решения задач

**Пример 1.** Построить выходные динамические характеристики по постоянному и переменному (при оптимальной нагрузке) току для транзистора выходного однотактного ВКУ на биполярном транзисторе с общим эмиттером и эмиттерной стабилизацией с трансформаторной связью с нагрузкой, изображенной на рисунке 5.1. Изобразить треугольники мощности при  $\xi = \psi = 0,7$ . Исходные данные: транзистор КТ312Б,  $R_э = 560 \text{ Ом}$ ;  $R_H = 2 \text{ кОм}$ ;  $U_{кэ0} = 12 \text{ В}$ ;  $i_{к0} = 10 \text{ мА}$ ;  $E_n = 18 \text{ В}$ ;  $r_1 = 40 \text{ Ом}$ .

**Решение.**

В соответствии с (5.2), с учетом сопротивления первичной обмотки трансформатора составляем уравнение Кирхгофа по постоянному току для выходной цепи усилителя

$$U_{кэ} = E_n - i_k R_{H=} = E_n - i_k (R_э + r_1).$$

Выходная динамическая характеристика по постоянному току (рисунок 5.11) строится по двум точкам:

$$\text{при } i_k = 0 \quad U_{к0} = E_n = 18 \text{ В};$$

$$\text{при } U_{кэ} = 0 \quad i_k = E_n / R_{H=} = 18 / (560 + 40) = 0,03 \text{ А} = 30 \text{ мА}.$$

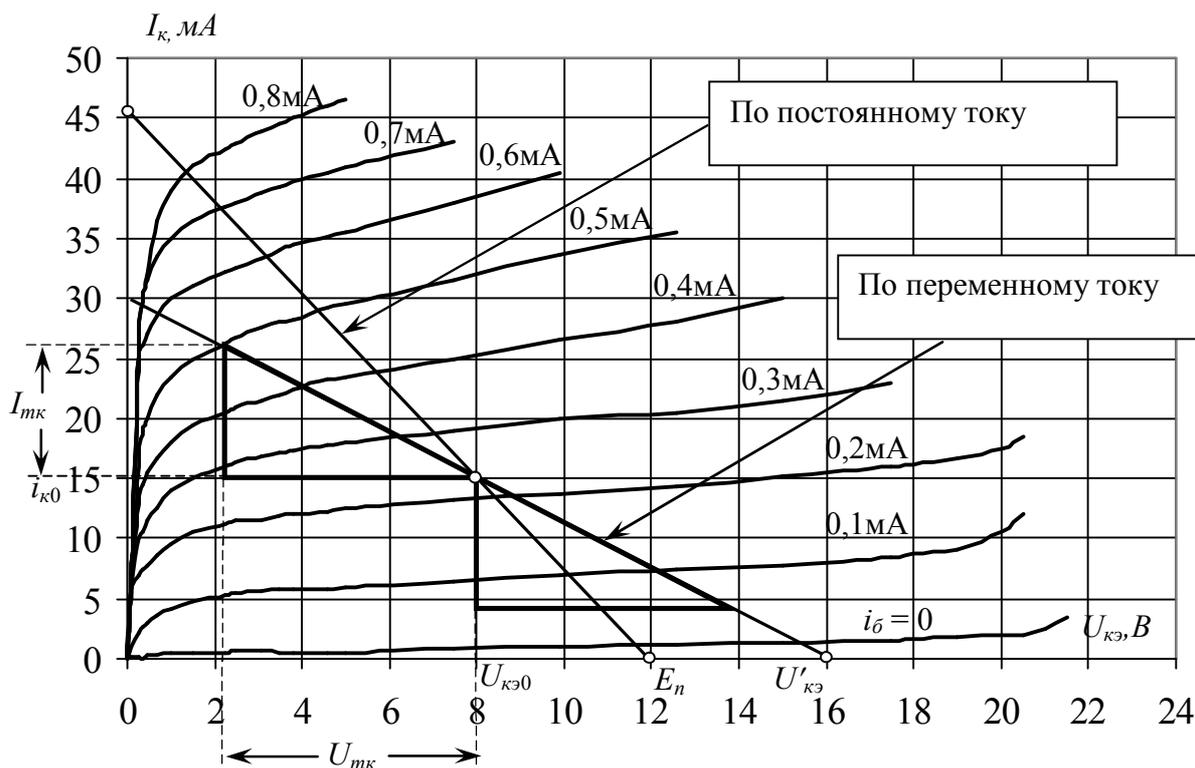


Рисунок 5.11

Для построения нагрузочной прямой по переменному току на оси напряжений откладывается величина (5.11):  $U'_{кэ} = U_{кэ0} + i_{к0}R_{кэ}$ . Оптимальная нагрузка находится по формуле (5.6).

Подставляя (5.6) в (5.11) получаем,  $U'_{кэ} = 2U_{кэ0}$ .

**Пример 2.** Для исходных данных примера 5.2.1 определить коэффициенты усиления по току, напряжению и мощности, а также входное сопротивление транзистора.

**Решение.**

После построения нагрузочной прямой по переменному току определяем:

- амплитуду коллекторного тока  $I_{mk} = \frac{i_{ка} - i_{кб}}{2} = \frac{26 - 4}{2} = 11 \text{ mA}$ ;

- амплитуду коллекторного напряжения  $U_{mk} = \frac{U_{кб} - U_{ка}}{2} = \frac{13,9 - 2,1}{2} = 5,9 \text{ B}$ ;

- амплитуду тока базы  $I_{mб} = \frac{i_{ба} - i_{бб}}{2} = \frac{0,5 - 0,05}{2} = 0,225 \text{ mA}$ .

По входной характеристике транзистора откладываются значения токов базы ( $i_{ба}$ ,  $i_{бб}$ ), определяются соответствующие значения напряжения ( $U_{ба}$ ,  $U_{бб}$ ) и амплитуду базового напряжения (рисунок 5.12).

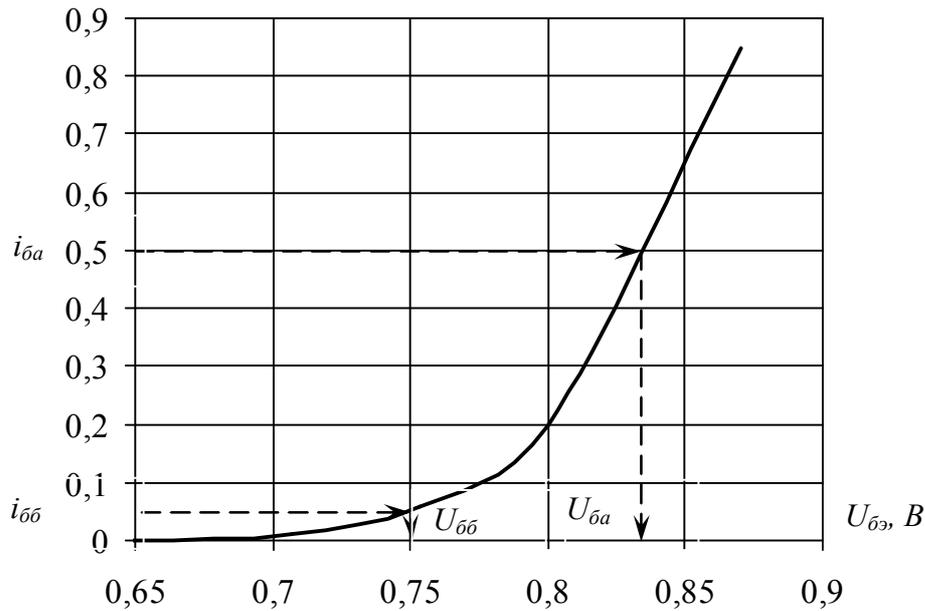


Рисунок 5.12

$$U_{m\bar{b}} = \frac{U_{\bar{b}a} - U_{\bar{b}\bar{b}}}{2} = \frac{0,83 - 0,75}{2} = 0,04B$$

Отсюда коэффициенты усиления:

- по напряжению;  $K = \frac{U_{mk}}{U_{m\bar{b}}} = \frac{5,9}{0,04} = 147,5$ ;

- по току  $K_T = \frac{I_{mk}}{I_{m\bar{b}}} = \frac{11 \cdot 10^{-3}}{0,225 \cdot 10^{-3}} = 48,9$ ;

- по мощности  $K_M = K_T K = 147,5 \cdot 48,9 = 7212,75$ .

Входное сопротивление транзистора  $R_{вхэ} = \frac{U_{m\bar{b}}}{I_{m\bar{b}}} = \frac{0,04}{0,225 \cdot 10^{-3}} = 1780\text{Ом}$ .

**Пример 3.** Для исходных данных примера 5.2.1 определить коэффициент полезного действия транзистора.

После построения нагрузочных прямых по постоянному и переменному току и треугольников мощности определяем мощность, потребляемую транзистором от источника питания и мощность, отдаваемую транзистором по переменному току, по формулам (5.4) и (5.12).

$$P_k = U_{k0} i_{k0} = 8 \cdot 15 \cdot 10^{-3} = 0,12\text{Вт};$$

$$P_{отд} = \frac{I_{mk} U_{mk}}{2} = \frac{11 \cdot 10^{-3} \cdot 5,9}{2} = 32,45 \cdot 10^{-3} \text{Вт}.$$

Коэффициент полезного действия определяется по (5.16)

$$\eta = \frac{P_{омд}}{P_k} = \frac{32,45 \cdot 10^{-3}}{0,12} \cdot 100\% = 27\%.$$

**Пример 4.** Используя построения нагрузочных прямых и треугольников мощности, приведенные на рисунке 5.13 для трансформаторного однотактного усилителя мощности, определить допустимое приращение постоянного коллекторного тока, вызванное повышением температуры р-п перехода транзистора, при котором не произойдет существенного увеличения нелинейных искажений.

**Решение.**

При повышении коллекторного тока рабочая точка смещается в соответствии с уравнением нагрузочной прямой по постоянному току. Поскольку нагрузочная прямая по переменному току всегда проходит через рабочую точку, она будет также смещаться параллельно самой себе, так как наклон нагрузочной прямой определяется сопротивлением нагрузки по переменному току, которая не меняется в процессе работы.

При заданных амплитудах переменных составляющих напряжения и тока можно определить максимальное смещение, при котором треугольники мощности не заходят в область насыщения транзистора.

Решение находится графически, как показано на рисунке 5.13:

$$\Delta i_{к0\ доп} = i'_{к0} - i_{к0} = 22\text{мА} - 15\text{мА} = 7\text{мА}.$$

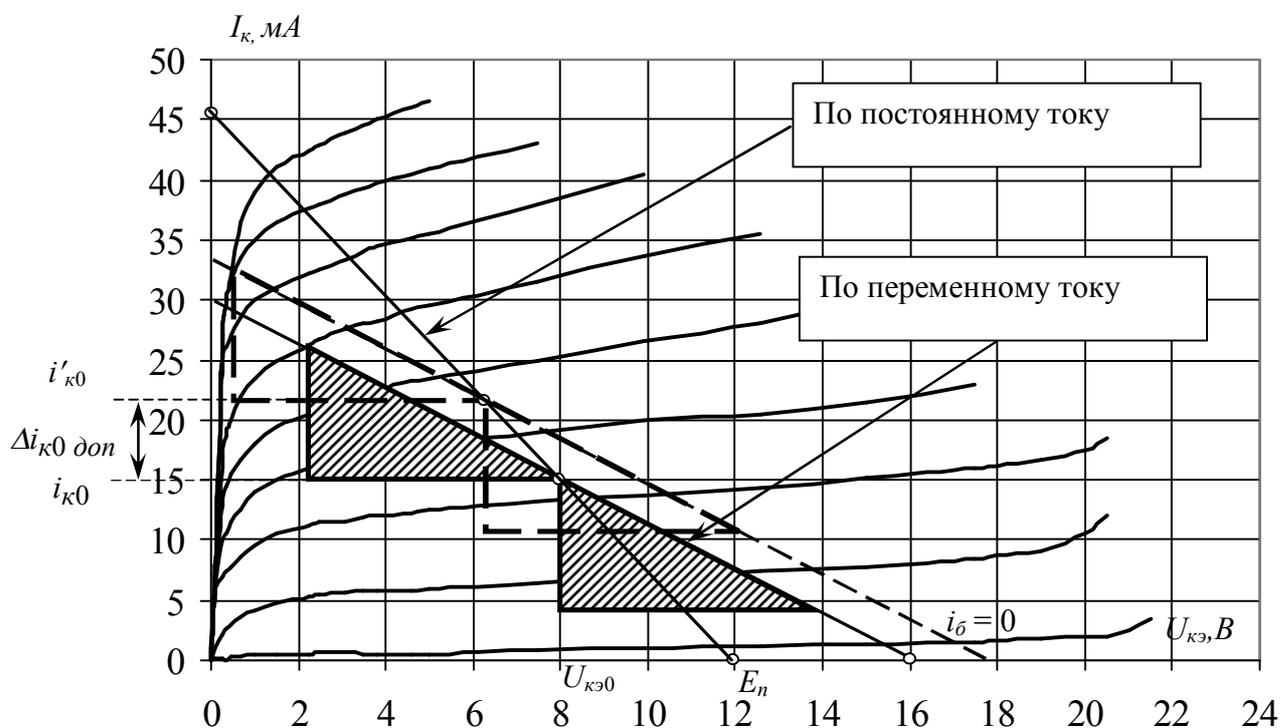


Рисунок 5.13

**Пример 5.** Используя построения, приведенные на рисунке 5.13, определить глубину обратной связи по постоянному току, которую необходимо ввести в усилительный каскад с эмиттерной стабилизацией на транзисторе КТ312Б для обеспечения его работы, если максимальная температура окружающей среды составляет  $T_{c \text{ макс}} = 45^\circ\text{C}$ .

**Решение.**

Расчеты проводятся графоаналитическим методом для самого неблагоприятного случая (при максимальной температуре окружающей среды  $T_{c \text{ макс}}$  и максимальном коэффициенте усиления тока  $h_{21\text{эмакс}}$ ). При работе усилителя температура перехода транзистора будет повышаться как за счет температуры окружающей среды, так и за счет явления «саморазогрева» транзистора при протекании постоянных токов.

С учетом с (3.2) и (3.4) находим теоретически максимальное значение постоянного коллекторного тока без учета стабилизации

$$i_{k0\text{макс}} = i_{\bar{b}0} h_{21\text{эмакс}} + I_{k\bar{b}0} (1 + h_{21\text{эмакс}}),$$

$$\text{где } I_{k\bar{b}0} = I_{k\bar{b}0}(T) 3 \cdot 10^3, \quad T_{n \text{ макс}} = T_{c \text{ макс}} + R_{nc} P_k = T_c + R_{nc} U_{k0} i_{k0}.$$

Тепловое сопротивление переход-среда ( $R_{nc}$ ) и обратный неуправляемый ток коллектора ( $I_{k\bar{b}0}$ ) являются справочными величинами.

Для заданного транзистора  $R_{nc} = 0,4 \text{ мВт}/^\circ\text{C}$ ;  $I_{k\bar{b}0} = 10\text{мкА}$  при  $25^\circ\text{C}$  или  $30\text{мкА}$  при  $85^\circ\text{C}$ .

Определяем максимальную температуру  $p$ - $n$  перехода транзистора (с учетом совмещения размерности  $R_{nc}$  и  $P_k$ )

$$T_{n \text{ макс}} = 45 + 0,4 \cdot 15 \cdot 8 = 93^\circ\text{C}.$$

При определении обратного неуправляемого тока коллектора выбираем справочное значение, заданное при температуре ( $T$ ), наиболее близкой к расчетному значению  $T_{n \text{ макс}}$ :

$$I_{k\bar{b}0} = 30 \cdot 3 \cdot 10^3 = 72,3 \text{ мкА}.$$

Постоянный ток базы можно определить либо по графику выходных статических характеристик для выбранной рабочей точки, либо аналитически как

$$i_{\bar{b}0} = \frac{i_{k0}}{h_{21\text{эср}}} = \frac{i_{k0}}{\sqrt{h_{21\text{эмин}} h_{21\text{эмакс}}}} = \frac{15}{\sqrt{25 \cdot 100}} = 0,3 \text{ мА}.$$

Тогда максимально возможное приращение коллекторного тока составит  $\Delta i_{k0\text{макс}} = i_{\bar{b}0} h_{21\text{эмакс}} + I_{k\bar{b}0} (1 + h_{21\text{эмакс}}) - i_{k0} = 0,3 \cdot 10^{-3} \cdot 100 + 72,3 \cdot 10^{-6} \cdot 101 - 15 \cdot 10^{-3} = 22,2 \text{ мА}.$

Поскольку отрицательная обратная связь уменьшает нестабильность параметров в глубину обратной связи раз, необходимая глубина обратной связи, при которой возможное приращение коллекторного тока не превысит допустимой величины (треугольники мощности не сместятся в область насыщения транзистора), будет составлять:

$$F_{\text{необх}} = \frac{\Delta i_{k0\text{макс}}}{\Delta i_{k0\text{доп}}} = \frac{22,2\text{мА}}{7\text{мА}} = 3,2.$$

**Пример 6.**

Произвести графоаналитический расчет режима «В» работы двухтактного выходного каскада на МОП-транзисторах. Определить выходную мощность  $P_H$ , мощность, рассеиваемую на стоках транзисторов  $2P_C$ , мощность, потребляемую от источника питания  $P_0$  и коэффициент полезного действия выходного каскада  $\eta_{\text{ВЫХ}}$ . Напряжение двухполярного источника питания  $E_{IT}=30\text{В}$ ; выходные транзисторы VT3, VT4 типа IRF530, IRF9530. Сопротивление нагрузки  $R_9=4\text{Ом}$ . Тип выходных МОП-транзисторов VT2 IRF530, VT3 IRF9530 (рисунок 5.16).

**Решение.**

На семействе статических выходных характеристик транзистора выходного каскада построим нагрузочную прямую (рисунок 5):

$$i'_c = \frac{2E_n}{2R_n} = \frac{2 \cdot 30}{2 \cdot 4} = 7,5 \text{ А}, \quad U_{co} \approx E_n = 30 \text{ В}.$$

Определим максимальную амплитуду напряжения на стоке транзистора  $U_{mC}$  можно определить следующим образом:

$$U_{mC} = E_n - U_{ocm} = 30 - 1,4 = 28,6 \text{ В},$$

где величина напряжения  $U_{ocm}$  определяется как напряжение на стоке, при котором выходные характеристики становятся нелинейными и круто изменяются вниз.

Определим колебательную мощность  $P_{\sim}$  отдаваемую выходными транзисторами в нагрузку с заданного сопротивления:

$$P_{\sim} = \frac{U_{mC}^2}{2R_n} = \frac{28,6^2}{2 \cdot 4} = 102,3 \text{ Вт}.$$

При этом, мощность, потребляемую выходным каскадом от источника питания определим по следующей формуле

$$P_0 = \frac{1}{\pi} \frac{U_{mC}}{R_n} 2E_n = \frac{1}{\pi} \frac{28,6}{4} 2 \cdot 30 = 136,6 \text{ Вт}.$$

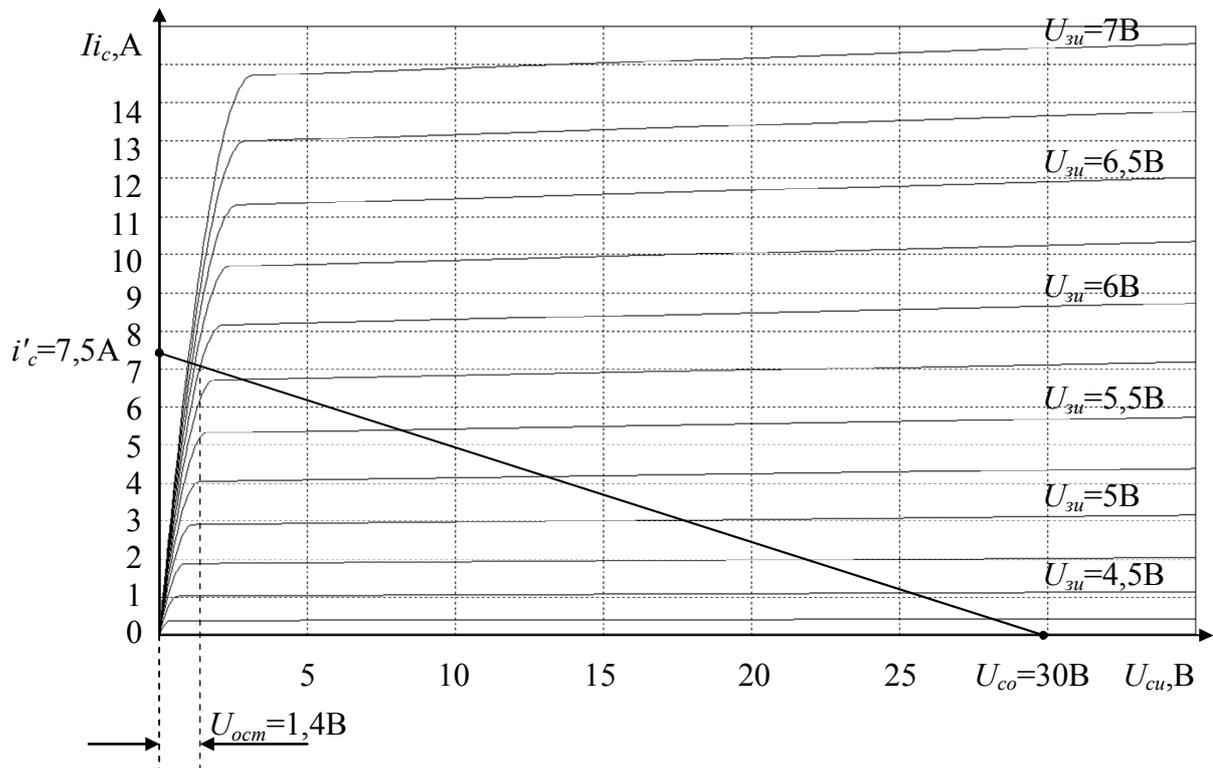


Рисунок 5.16 – Построение нагрузочной прямой для двухтактного каскада в режиме «В» на семействе усредненных выходных характеристик транзистора IRF530 (IRF9530)

Мощность, рассеиваемая на стоках выходных транзисторов:

$$2P_C = P_0 - P_{\sim} = 136,6 - 102,3 = 34,3 \text{ Вт}.$$

Коэффициент полезного действия выходной цепи в относительных единицах:

$$\eta_{\text{вых.}} \approx \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{102,3}{136,6} = 0,75.$$

Следует отметить, что найденные значения  $P_H$ ,  $P_0$ ,  $2P_C$  и  $\eta_{\text{ВЫХ.}}$  соответствуют полной «раскачке» выходного каскада, то есть случаю, когда на выходной каскад подано максимальное напряжение, при котором транзисторы выходного каскада еще не перегружаются.

### 5.3 Вопросы и упражнения

5.3.1. Назначение выходных (ВКУ) и предвыходных (ПВКУ) каскадов усиления. Какие качественные показатели наиболее важны для этих каскадов и почему?

5.3.2. Перечислите режимы работы усилительных элементов, достоинства и недостатки этих режимов. Где находится точка покоя на характеристике прямой передачи для различных режимов работы?

5.3.3. Как определить коэффициент полезного действия (КПД) транзистора, работающего в режиме «А», с применением семейства выходных ста-

тических характеристик и нагрузочной прямой? Чему равен максимальный (теоретически возможный) КПД? Чем ограничивается КПД в реальных каскадах?

5.3.4. Из каких соображений выбирается точка покоя транзистора в режиме «А»? Чем ограничивается область выбора точки покоя?

5.3.5. Как определить коэффициент полезного действия (КПД) транзистора, работающего в режиме «В», с применением семейства выходных статических характеристик и нагрузочной прямой? Чему равен максимальный (теоретически возможный) КПД? Чем ограничивается КПД в реальных каскадах?

5.3.6. Поясните причины возникновения искажений типа «ступеньки» при использовании идеального режима «В»? В чем отличие идеального режима «В» от реального (режима «А-В»)? Почему при построении ВКУ применяется именно реальный режим «В»?

5.3.7. Чем определяется выбор режим работы транзистора и схемотехника ВКУ?

5.3.8. Назначение и виды предвыходного каскада усиления. Какие требования предъявляются к этому каскаду?

5.3.9. Приведите схему выходного однотактного каскада усиления на биполярном транзисторе с общим эмиттером и эмиттерной стабилизацией с трансформаторной связью с нагрузкой. Поясните назначение трансформатора, его достоинства и недостатки.

5.3.10. Для схемы однотактного ВКУ на биполярном транзисторе с общим эмиттером и эмиттерной стабилизацией с трансформаторной связью с нагрузкой покажите, как определяется нагрузка для транзистора по постоянному и переменному току.

5.3.11. Для схемы однотактного ВКУ на биполярном транзисторе с общим эмиттером и эмиттерной стабилизацией с трансформаторной связью с нагрузкой поясните построение выходных динамических характеристик (нагрузочных прямых) по постоянному и переменному току. Как изменится нагрузочная прямая по переменному току при увеличении (уменьшении) коэффициента трансформации?

5.3.12. Из каких соображений выбирается коэффициент трансформации в каскаде предварительного усиления (при трансформаторной связи с источником) и в выходном каскаде (при трансформаторной связи с нагрузкой)?

5.3.13. Что такое «оптимальная нагрузка»? Объяснить зависимость  $P_n(n)$  с применением выходных характеристик транзистора и нагрузочных прямых по переменному току.

5.3.14. При каких условиях в трансформаторном каскаде усиления можно обеспечить максимальный коэффициент усиления по мощности: а) при

трансформаторной связи с источником; б) при трансформаторной связи с нагрузкой.

5.3.15. Объяснить причины частотных искажений в выходном трансформаторном каскаде.

5.3.16. Изобразить схему двухкаскадного усилителя, состоящего из однотоктного предвыходного и двухтактного выходного бестрансформаторного каскадов. Выходной каскад построен на комплементарных транзисторах с двумя источниками питания. Пояснить назначение элементов и принцип работы усилителя.

5.3.17. Изобразить схему двухкаскадного усилителя, состоящего из однотоктного предвыходного и двухтактного бестрансформаторного выходного каскадов. Выходной каскад построен на комплементарных транзисторах с одним источником питания. Пояснить назначение элементов и принцип работы усилителя.

5.3.18. Изобразить схему двухтактного выходного бестрансформаторного каскада на комплементарных транзисторах с одним источником питания. Пояснить назначение выходной разделительной емкости. Объяснить последствия выбора недостаточно большого значения емкости.

5.3.19. На выходных статических характеристиках биполярного транзистора изобразить выходную динамическую характеристику (нагрузочную прямую) и показать положение рабочей точки для режима «АВ». Пояснить влияние температуры на режим работы транзистора и форму выходного сигнала.

5.3.20. Объяснить назначение терморезистора в схеме двухтактного выходного бестрансформаторного каскада усиления. Можно ли использовать в качестве терморезистора диоды или транзисторы? Объяснить принцип действия термостабилизации.

5.3.21. Изобразить схему двухкаскадного усилителя с трансформаторной межкаскадной связью (оба каскада построены по схеме с эмиттерной стабилизацией). Обосновать формулу для расчета коэффициента трансформации.

5.3.22. Выходной однотоктный каскад усиления с трансформаторной связью с нагрузкой и эмиттерной стабилизацией построен на транзисторе КТ312А. Построить область выбора рабочей точки на выходных статических характеристиках транзистора, если напряжение источника питания  $E_n = 18В$  при отдаваемой мощности  $P_{отд} = 20Вт$ .

5.3.23. Для схемы трансформаторного каскада на транзисторе КТ312В, показанного на рисунке 5.17, построить нагрузочную прямую по постоянному току и оптимальную нагрузочную прямую по переменному току, если  $i_{дел} = 8i_{\phi 0}$ , сопротивлением первичной обмотки трансформатора можно пренебречь.

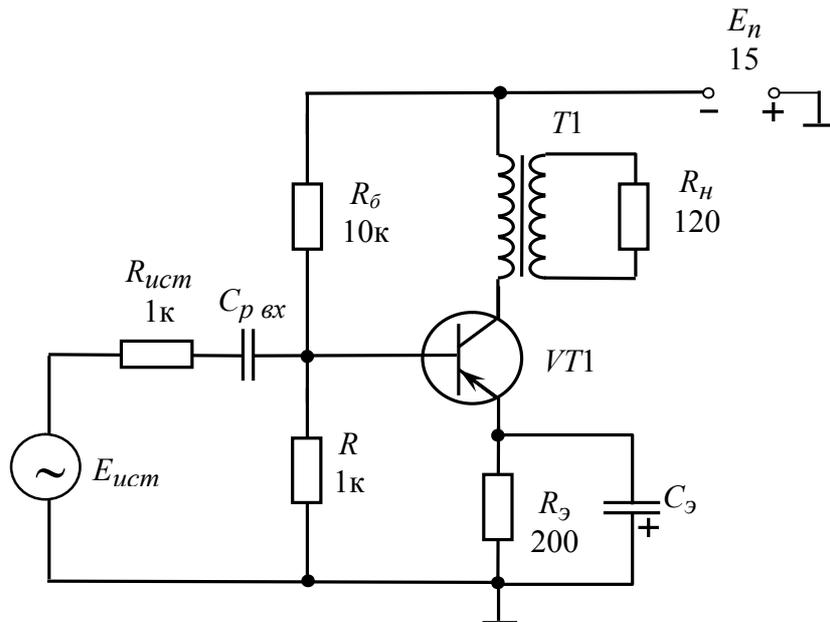


Рисунок 5.17

5.3.24. Используя рисунок 5.11, определить допустимое приращение постоянного тока коллектора (вследствие дестабилизирующих факторов), которое не приведет к существенным нелинейным искажениям. (Ответ:  $\Delta i_{к0 доп} = 6 \text{ мА}$ ).

5.3.25. Для схемы трансформаторного каскада (рисунок 5.1), построенного на транзисторе КТ3102Б, выбрать режим работы (положение рабочей точки) и выполнить расчет по переменному току (определить амплитуды токов и напряжений, коэффициенты усиления), если:  $P_n = 20 \text{ мВт}$ ;  $R_n = 2 \text{ кОм}$ ;  $E_n = 18 \text{ В}$ ; сопротивлением первичной обмотки трансформатора можно пренебречь.

5.3.26. Для схемы трансформаторного каскада (рисунок 5.1), построенного на транзисторе КТ3102Б выполнить расчет по постоянному току (выбрать режим работы и рассчитать сопротивления  $R_э$ ,  $R_б$ ,  $R$ ), если  $P_n = 20 \text{ мВт}$ ;  $E_n = 18 \text{ В}$ ; сопротивлением первичной обмотки трансформатора можно пренебречь.

5.3.27. Для схемы (рисунок 5.13) построить сквозную динамическую характеристику и рассчитать коэффициент нелинейных искажений, используя построения, представленные на рисунке 5.11

5.3.28. Для схемы двухкаскадного усилителя с бестрансформаторным двухтактным каскадом на комплементарных транзисторных, работающих в режиме “В” (рисунок 5.14) определить амплитуду переменной составляющей коллекторного тока комплементарных транзисторов  $I_{мк1} = i_{к макс}$ , мощность  $P_{\sim вых}$ , отдаваемую этими транзисторами в нагрузку, мощность  $P_{02уэ}$ , потребляемую ими от источника питания, КПД выходной цепи комплементарных транзисторов  $\eta_{вых}$ , если известно, что  $E_n = 18 \text{ В}$ ,  $R_n = 10 \text{ Ом}$ , коэффициент ис-

пользования коллекторного напряжения на комплементарных транзисторах  $\xi = U_{mk}/U_{k0} = 0,95$ .

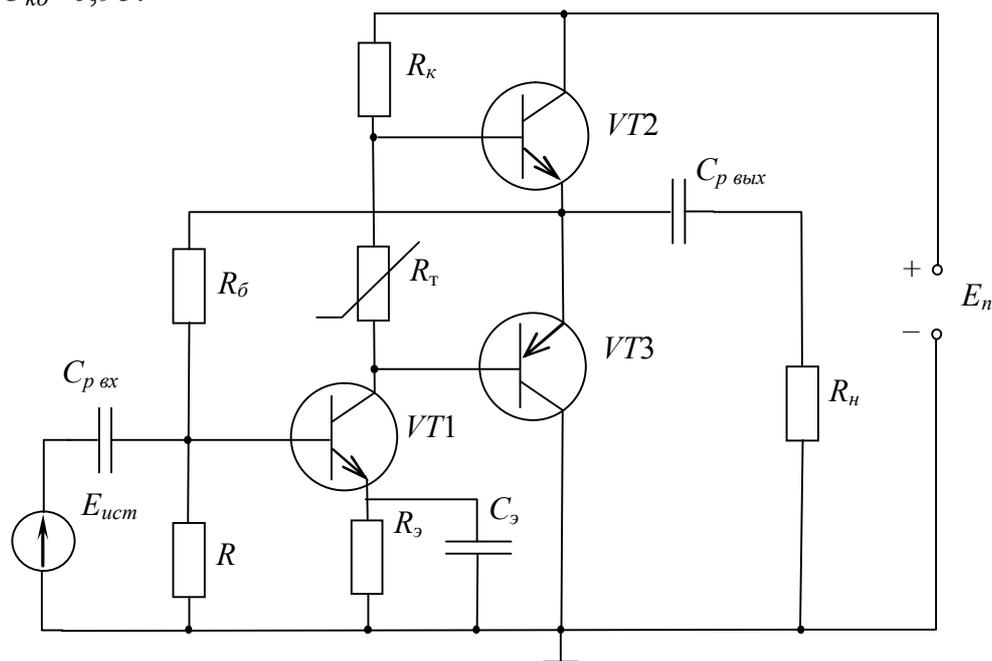


Рисунок 5.14

5.3.29. На нагрузке  $R_n = 10 \text{ Ом}$  выходного двухтактного бестрансформаторного каскада на комплементарных транзисторах, работающих в режиме “В” выделяется мощность  $P_{\sim \text{вых}} = 10 \text{ Вт}$ . Определить амплитуду переменной составляющей коллекторных токов БТ VT2 и VT3  $I_{mk1} = i_{k\text{макс}} = 1 \text{ А}$  и КПД выходной цепи каскада, если  $E_n = 30 \text{ В}$ .

5.3.30. Изобразить схему двухкаскадного усилителя звуковой частоты с выходным двухтактным трансформаторным каскадом в режиме “А” с эмиттерной стабилизацией и предвыходным фазоинверсным каскадом с разделенной нагрузкой с резисторно-конденсаторной связью с источником сигнала. Пояснить назначение всех элементов и принцип работы схемы. Определить  $P_{\sim \text{нагр}}$ ,  $P_{02VT}$ ,  $\eta_{\text{вых.ц}}$ , если для выходного каскада известно  $E_n = 10 \text{ В}$ ;  $\xi' = U_{k0}/E_n = 0,8$ ;  $\xi = U_{mk}/U_{k0} = 0,95$ ;  $\Psi = I_{mk1}/i_{k01} = 0,95$ ;  $i_{k01} = 0,5 \text{ А}$ ;  $\eta_{\text{трансф}} = 0,8$ .

5.3.31. Изобразить усилитель с выходным двухтактным бестрансформаторным каскадом на составных БТ с использованием комплементарных транзисторов в режиме “В” и предвыходным каскадом по одноконтурной схеме с гальванической связью с выходным каскадом. Объяснить назначение всех элементов и принцип работы схемы. Рассчитать выходную потребляемую и рассеиваемую на коллекторах выходных транзисторов мощности и КПД их выходной цепи, если напряжение источника питания  $E_n = 12 \text{ В}$ ; коэффициент использования коллекторного напряжения  $\xi = U_{mk}/U_{k0} = 0,9$ ;  $R_n = 4 \text{ Ом}$ .

5.3.32. Представить схему двухкаскадного усилителя с выходным двухтактным бестрансформаторным каскадом на комплементарных транзисторах с ОК в режиме “В” с температурной компенсацией и предвыходным одноконтурным каскадом с ОЭ и выходным каскадом и резисторно-конденсаторной

связью с источником сигнала. Усилитель охвачен обратной связью, параллельной по выходу и входу. Объяснить назначение элементов и принцип работы схемы. Найти  $P_{\sim\text{вых}}$ ,  $P_0$ ,  $P_{\kappa}$  и  $\eta_{\text{вых}}$  выходного каскада, если  $E_{\text{п}} = 10\text{В}$ , а  $\xi = U_{\text{mk}}/U_{\text{k0}} = 0,85$ ;  $R_{\text{н}} = 60\text{Ом}$ .

5.3.33. Произвести графоаналитический расчет режима «В» работы выходных транзисторов усилителя, схема которого приведена на рисунке 5.15. Определить выходную мощность  $P_{\text{н}}$ , мощность, рассеиваемую на стоках транзисторов  $2P_{\text{с}}$ , мощность, потребляемую от источника питания  $P_0$  и коэффициент полезного действия выходного каскада  $\eta_{\text{ВЫХ}}$ . Напряжение источника питания  $E_{\text{п}} = 30\text{ В}$ ; выходные транзисторы VT2, VT3 типа IRF530, IRF9530. Сопротивление нагрузки  $R_7 = 8\text{Ом}$ . Усредненные выходные статические характеристики транзистора IRF530 (IRF9530), приведены на рисунке 5.16).

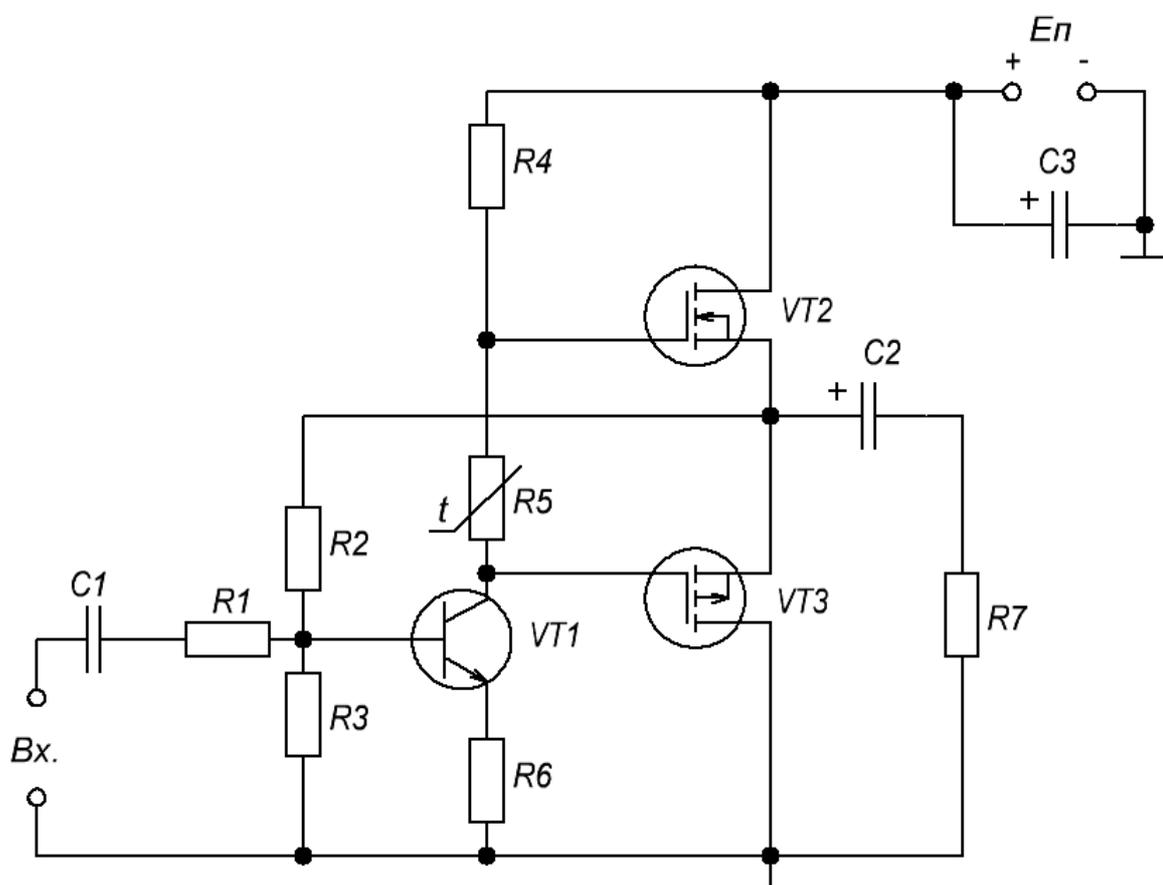


Рисунок 5.15

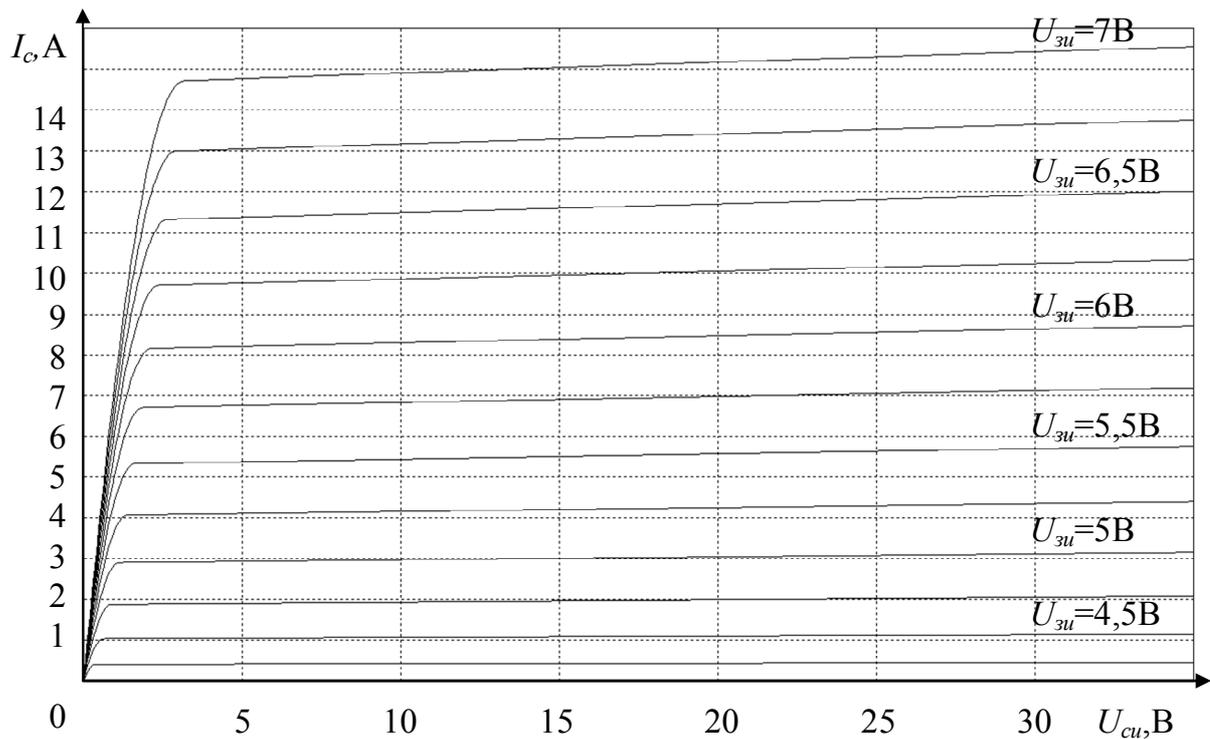


Рисунок 5.16 – Семейство усредненных выходных характеристик транзистора IRF530 (IRF9530)

5.3.34. Изобразить схему двухкаскадного усилителя мощности с двухтактным бестрансформаторным выходным каскадом на МОП-транзисторах и каскадом предварительного усиления на биполярном транзисторе. Показать пути протекания постоянных токов. Как осуществляется температурная стабилизация выходного каскада? Какими элементами в схеме усилителя осуществляется регулировка тока покоя транзисторов выходного каскада?

5.3.35. Произвести графоаналитический расчет режима «В» работы выходных транзисторов в схеме по рисунку 5.17. Определить выходную мощность  $P_H$ , мощность, рассеиваемую на стоках транзисторов  $2P_C$ , мощность, потребляемую от источника питания  $P_0$  и коэффициент полезного действия выходного каскада  $\eta_{ВЫХ}$ . Напряжение источников питания  $E_{II}=30$  В; выходные транзисторы VT2, VT3 типа IRF540, IRF9540. Сопротивление нагрузки  $R_9=40$  Ом. Усредненные выходные статические характеристики транзисторов IRF540, IRF9540 приведены на рисунке 5.18.

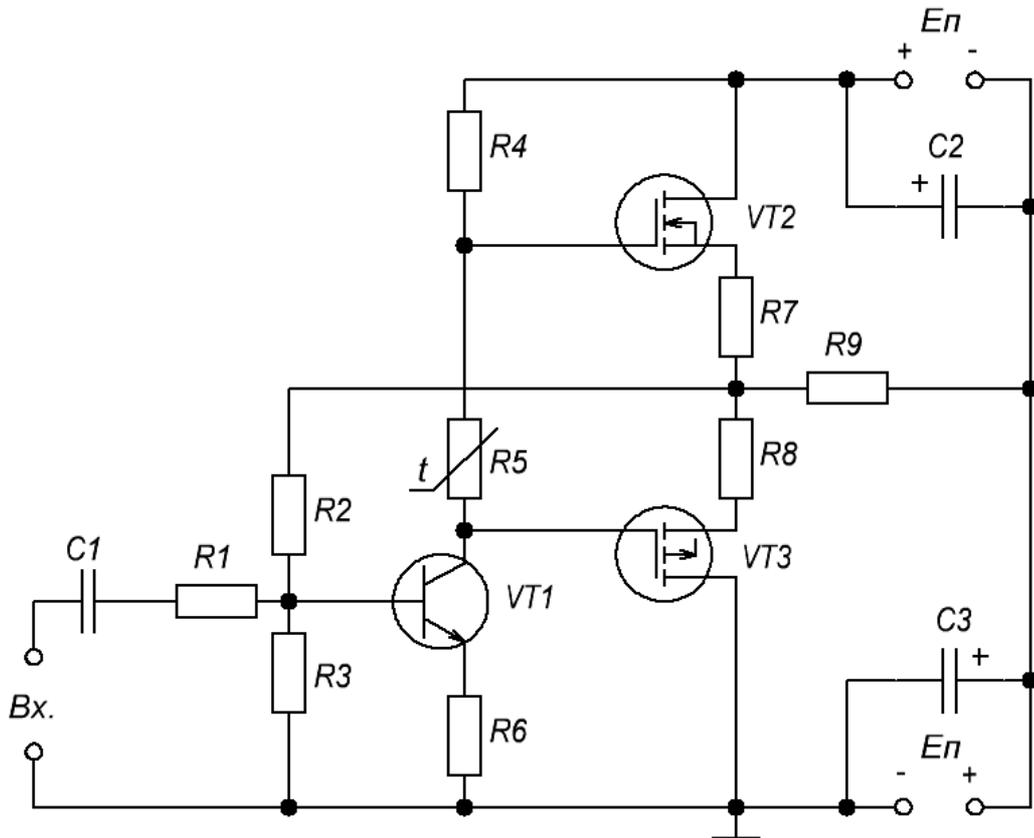


Рисунок 5.17

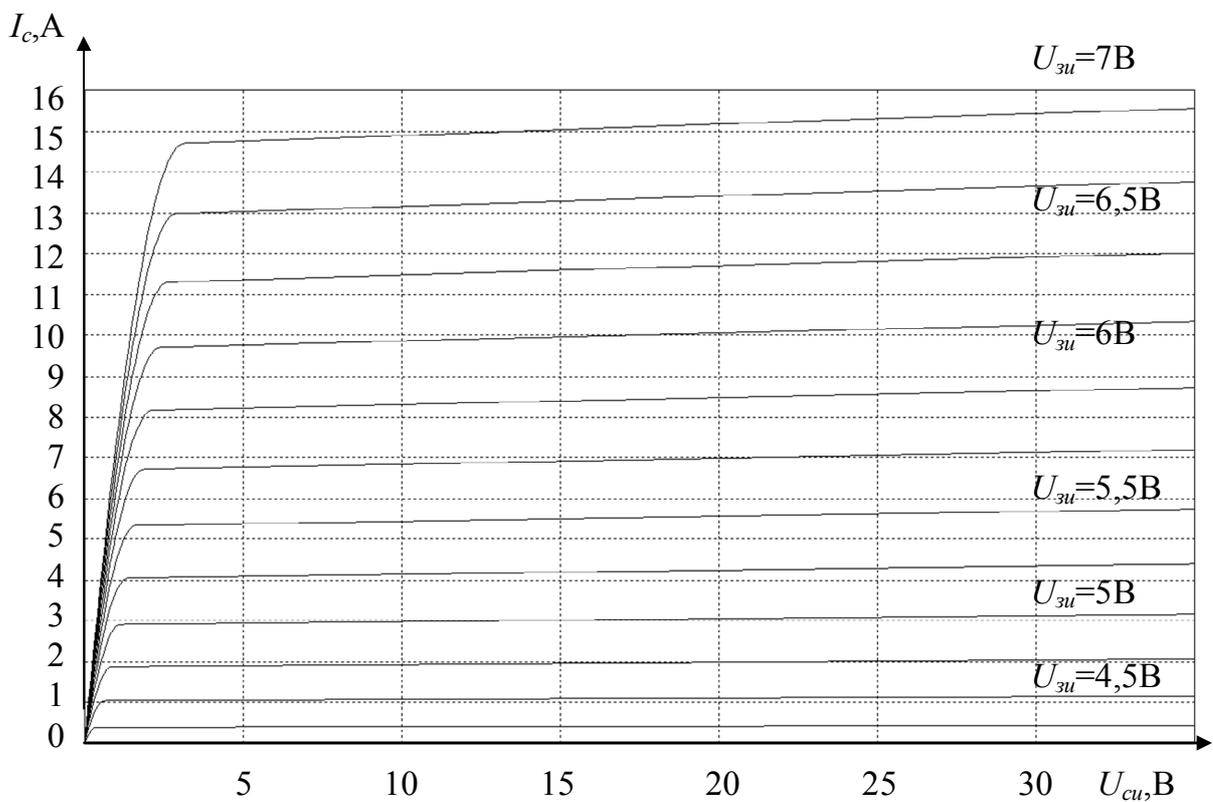


Рисунок 5.18 – Семейство усредненных выходных характеристик транзистора IRF540 (IRF9540)

## 6 ОСОБЕННОСТИ ПОСТРОЕНИЯ АНАЛОГОВЫХ УСТРОЙСТВ С ПРИМЕНЕНИЕМ ОПЕРАЦИОННОГО УСИЛИТЕЛЯ

### 6.1 Краткие теоретические сведения

Операционные усилители (ОУ) относятся к универсальным усилительным элементам. В настоящее время под ОУ понимают усилитель постоянного тока с дифференциальным высокоомным входом, одним низкоомным выходом и бесконечно большим коэффициентом усиления.

Идеальный операционный усилитель должен обладать следующими свойствами:

1. Бесконечно большой коэффициент усиления по напряжению при разомкнутой петле обратной связи:  $K_U \rightarrow \infty$ .

2. Бесконечно большое входное и нулевое выходное сопротивления:  $Z_{ВХ} \rightarrow \infty$ ,  $Z_{ВЫХ} = 0$ .

3. Отсутствие линейных и нелинейных искажений, что предполагает, в частности, бесконечно большой диапазон частот:  $\Delta f \rightarrow \infty$ , отсутствие задержки при прохождении сигналов через ОУ и бесконечно большой динамический диапазон.

4. Равенство нулю выходного напряжения при нулевом ( $U_{ВХ} = 0$ ) или синфазном ( $U_{ВХ1} = U_{ВХ2}$ ) входном напряжении.

В реальных микросхемах ни одно из этих свойств не может быть выполнено полностью, однако к ним можно приблизиться с достаточной для многих практических приложений точностью.

Реальные схемы современных ОУ отличаются друг от друга схемами каскадов, технологией их изготовления и вследствие этого параметрами. В основу ОУ положено трехкаскадная структура. **Входной (дифференциальный) каскад (ДК)** представляет собой дифференциальный усилитель, выполненный на БТ или ПТ и предназначенный для согласования ОУ с источником сигнала и подавлением синфазных помех. В качестве **промежуточных каскадов усиления (ПКУ)**, предназначенных для основного усиления ИМС, использованы усилители, выполненные на транзисторе с общим эмиттером.

Для согласования уровней выходных сигналов ДУ с напряжениями смещения на входах промежуточного усилителя в аналоговых микросхемах используют схемы сдвига уровня, выполненные на базе эмиттерного повторителя. Эта схема сдвига уровня обеспечивает низкое выходное сопротивление.

Третьим звеном является **выходной каскад усиления (ВКУ)** с низким выходным сопротивлением и защитой от короткого замыкания.

Таким образом, общая структурная схема ОУ имеет вид



Рисунок 6.1 – Структурная схема операционного усилителя.

Параметры, описывающие качество ОУ, можно разделить на две основные группы: точностные и динамические.

К точностным параметрам ОУ относятся: коэффициент усиления ( $K_U$ ), коэффициент ослабления синфазного сигнала ( $K_{OCC}$ ), напряжение смещение нуля ( $U_{CM}$ ), входной ток ( $I_{BX}$ ), разность входных токов по инвертирующему и неинвертирующему входам ( $I_P$ ), коэффициенты температурных дрейфов перечисленных параметров.

При подаче на вход ОУ синфазного сигнала выходное напряжение должно быть равно нулю. В реальных ОУ это условие редко выполняется, что объясняется неточной подгонкой резисторов и транзисторов входного (дифференциального) каскада ОУ, даже если они выполняются в одном технологическом цикле при изготовлении ИМС.

В результате на выходах входного дифференциального каскада ОУ появляется разностное напряжение  $\Delta U = U_2 - U_1$ , которое затем усиливается последующими каскадами ОУ. Степень подавления выходного напряжения в этом случае оценивают с помощью коэффициента ослабления синфазного сигнала ( $K_{OCC}$ ), который определяют как отношение дифференциального коэффициента усиления ОУ ( $K_U$ ) к коэффициенту передачи синфазного сигнала ( $K_{CC}$ ):

$$K_{OCC} = \frac{K_U}{K_{CC}} \quad \text{или в дБ: } K_{OCC(\text{дБ})} = 20 \lg K_{OCC}, \quad (6.1)$$

$$\text{где } K_{CC} = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} \quad \text{при } U_{ВХ1} = U_{ВХ2} = U_{ВХ} \quad (6.2)$$

В реальных операционных усилителях  $K_{OCC}$  достигает 70-120 дБ.

Напряжением смещения нуля ( $U_{CM}$ ) называют напряжение, которое необходимо приложить от источника к одному из входов ОУ для получения на выходе нулевого потенциала. Основным источником этой ошибки является входной дифференциальный каскад ОУ. В дифференциальном каскаде на биполярных транзисторах напряжение смещения определяется в основном разбросом напряжений эмиттерно-базовых переходов входных транзисторов дифференциального каскада  $U_{CM} \approx U_{ЭБ2} - U_{ЭБ1} = \Delta U_{ЭБ}$ , а температурный дрейф  $U_{CM}$  равен  $dU_{CM} (dT \approx \Delta U_{ЭБ}/T)$ , где  $T$  измеряется в градусах Кельвина. На точность ОУ может оказать существенное влияние дрейф прогрева, который проявляется при быстром изменении температуры.

Параметры, характеризующие быстродействие ОУ, можно разделить на параметры для малого и большого сигнала.

К первой группе динамических параметров относятся: частота среза ( $f_{CP}$  – частота, на которой коэффициент усиления уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз или на 3дБ), частота единичного усиления ( $f_T$ ) и время установления ( $t_V$  – время, за которое после скачка входного сигнала  $U_{ВЫХ}$  изменится от 0,1 до 0,9 от своего установившегося значения). Эти параметры называются малосигнальными, так как измеряются в линейном режиме работы каскадов ОУ ( $U_{ВХ.д.} \leq 50 \text{ мВ}$ ,  $\Delta U_{ВЫХ} \approx 1 \text{ В}$ ).

Ко второй группе относятся скорость нарастания выходного напряжения ( $V$ ) и мощностная полоса пропускания ( $f_p$ ). Эти параметры измеряются при большом дифференциальном входном сигнале.

На рисунке 6.2 приведена реальная амплитудно-частотная характеристика ОУ с коррекцией.

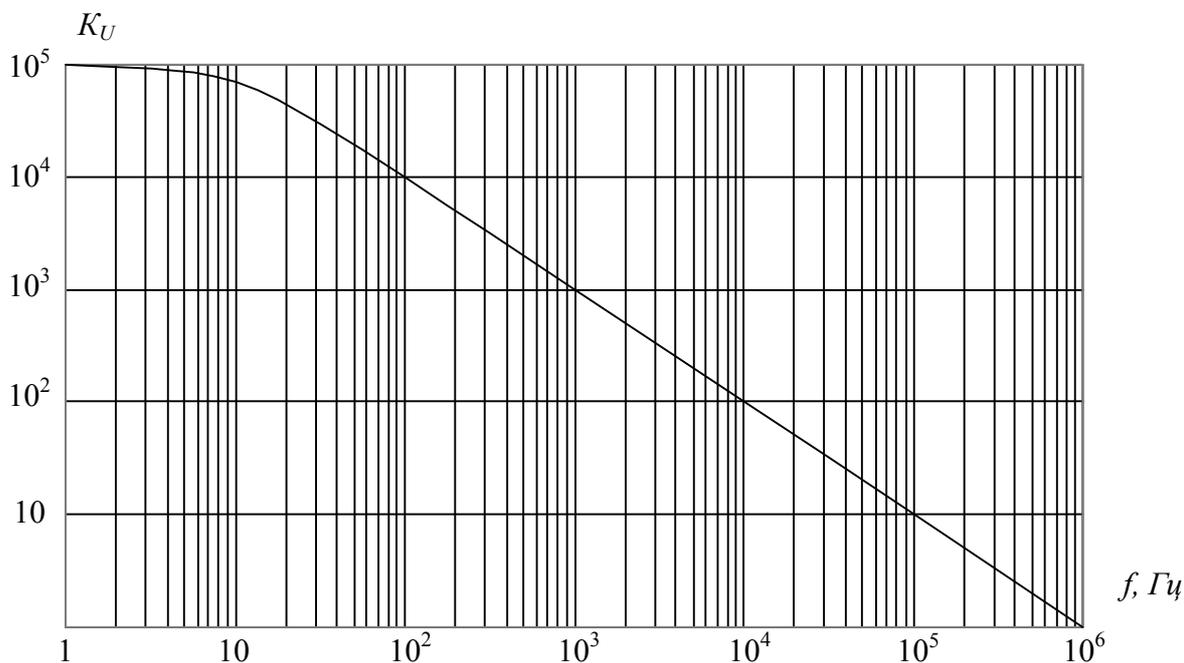


Рисунок 6.2 – Амплитудно-частотная характеристика реального ОУ

Скорость нарастания отличается от частотных ограничений тем, что частота среза – это ограничение, относящиеся к усилению слабых сигналов, в то время как скорость нарастания – это мера способности усилителя обрабатывать без искажений большие сигналы. Эта последняя способность зависит от частоты, и от выходного напряжения. Эффекты, связанные со скоростью нарастания, приводят к изменениям коэффициента усиления и потому вызывают большие искажения.

Максимальная скорость нарастания определяется путем измерения наклона фронта  $U_{ВЫХ}$  с помощью осциллографа при воспроизведении прямоугольных импульсов. За  $V_{max}$  принимается максимальное отношение  $\Delta U_{ВЫХ} / \Delta t$  на участке  $U_{ВЫХ}(t)$  с наиболее крутым наклоном, где  $\Delta t$  - интервал времени, за который происходит изменение  $U_{ВЫХ}$  на  $\Delta U_{ВЫХ}$ .

Важной динамической характеристикой ОУ является мощностная полоса пропускания  $f_p$  - частота, до которой сохраняется максимальная амплитуда выходного напряжения ОУ и определяется по АЧХ.

Устройства обработки сигналов с использованием ОУ подразделяются на линейные и нелинейные.

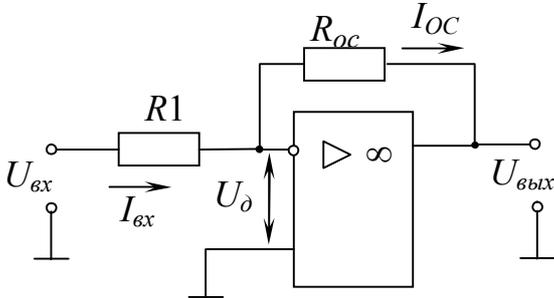
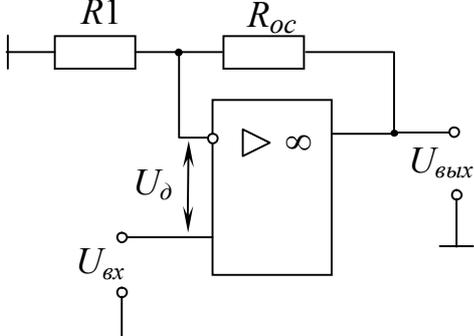
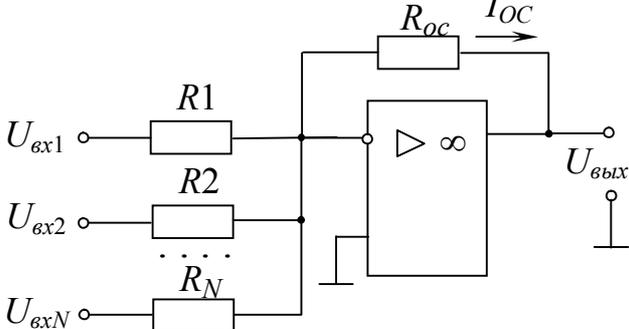
При построении линейных устройств в цепи обратной связи используются только линейные элементы (сопротивления, емкости). К линейным устройствам относятся: инвертирующий и неинвертирующий усилители, сумма-

тор, вычитатель (дифференциальный усилитель), интегратор, дифференциатор (дифференцирующий усилитель), активные фильтры.

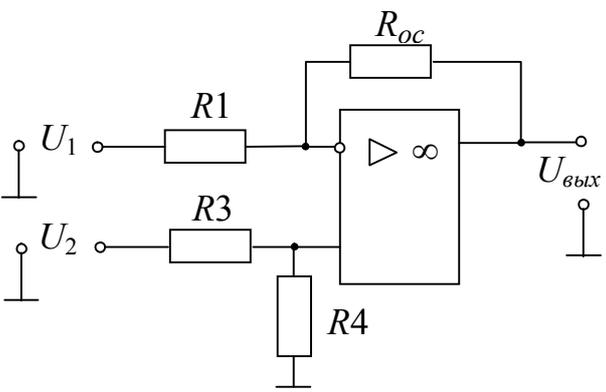
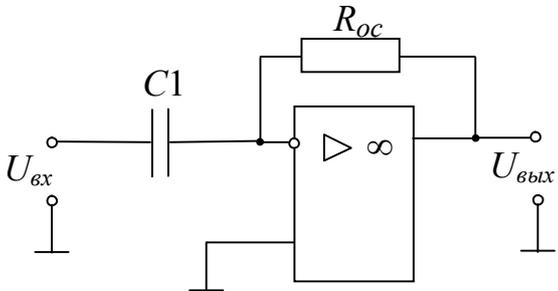
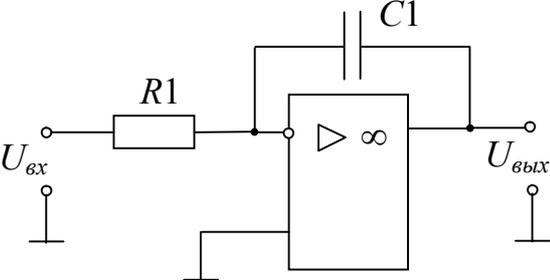
При построении нелинейных устройств в цепи обратной связи используются такие линейные элементы, как диоды и транзисторы. К нелинейным устройствам относятся: логарифмический и экспоненциальный преобразователи, перемножители, делители, другие устройства с нелинейной передаточной функцией.

В таблице 6.1 приведены схемы линейных устройств обработки сигналов и функциональная связь между входным и выходным напряжением для случая идеального ОУ.

Таблица 6.1 – Схемы линейной обработки сигналов на ОУ

Схема на ОУ	Выполняемая функция
<b>Инвертирующий усилитель</b>	
	$U_{вых} = -K_{ИУ} U_{вх},$ <p style="text-align: center;">где</p> $K_{ИУ} = -\frac{R_{oc}}{R_1}$
<b>Неинвертирующий усилитель</b>	
	$U_{вых} = K_{НУ} U_{вх},$ <p style="text-align: center;">где <math>K_{НУ} = 1 + \frac{R_{oc}}{R_1}</math></p>
<b>Инвертирующий сумматор</b>	
	$U_{вых} = \sum_{i=1}^N K_i U_{вхi},$ <p style="text-align: center;">где <math>K_i = -\frac{R_{oc}}{R_i}</math></p> <p style="text-align: center;">в частном случае, когда <math>R_1=R_2=\dots=R_N</math></p> $U_{вых} = -\frac{R_{oc}}{R_1} \sum_{i=1}^N U_{вхi}$

Продолжение таблицы 6.1

Схема на ОУ	Выполняемая функция
<b>Дифференциальный усилитель (вычитатель)</b>	
	$U_{\text{вых}} = U_2 \frac{R_4(R_1 + R_{oc})}{R_1(R_3 + R_4)} - U_1 \frac{R_{oc}}{R_1}$ <p>в частном случае, когда <math>R_1=R_3</math>, <math>R_{oc}=R_4</math>:</p> $U_{\text{вых}} = \frac{R_{oc}}{R_1}(U_2 - U_1)$
<b>Дифференцирующий усилитель (дифференциатор)</b>	
	$U_{\text{вых}} = R_{oc} C_1 \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}$ <p>Выходное напряжение пропорционально скорости изменения входного сигнала.</p>
<b>Интегрирующий усилитель (интегратор)</b>	
	$U_{\text{вых}} = \frac{1}{R_1 C_1} \int U_{\text{вх}} dt$ <p>Выходное напряжение пропорционально площади под кривой входного сигнала.</p>

Поскольку передаточная функция зависит от нескольких элементов, при расчете элементов применяется типовой прием: задаются значением одного из элементов, исходя из которого, определяются значение других элементов.

При проектировании линейных схем обработки сигналов с учетом реальных свойств элементов необходимо учитывать следующие соображения.

**Для инвертирующего усилителя.**

1. При очень глубокой отрицательной обратной связи потенциал напряжения непосредственно на инвертирующем входе ОУ близок к потенциалу общего провода (точка квазиулевого потенциала или «виртуальная земля»). Это означает, что падение напряжения на сопротивлении  $R_1$  практически равно входному напряжению. Таким образом,  $R_1$  определяет входное сопротивление инвертирующего усили-

теля, что необходимо учитывать в расчетах. В частности, при каскадном соединении усилителей входное сопротивление следующего каскада служит нагрузкой для предыдущего. Малое значение этой нагрузки (менее  $2\text{к}$ ) приведет к возрастанию выходного тока предыдущего ОУ, что в свою очередь, может привести к нарушению его работы, вплоть до выхода из строя.

- Для увеличения коэффициента ослабления синфазного сигнала необходимо уменьшить разность входных токов по инвертирующему и неинвертирующему входам ОУ. Это достигается выравниванием суммарных сопротивлений резисторов, подключенных к входам ОУ. Проще всего это сделать, подключив компенсационное сопротивление к неинвертирующему входу, как показано на рисунке 6.3.

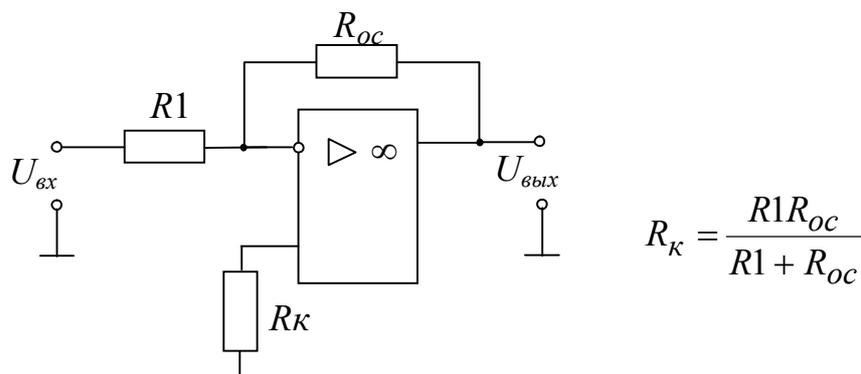


Рисунок 6.3 – Схема инвертирующего усилителя с выравниванием входных токов ОУ

- В реальных схемах могут возникать дополнительные фазовые искажения, вызванные как самим ОУ (на высоких частотах приближаются к  $90^\circ$ ), так и монтажной емкостью резистора в цепи обратной связи ( $R2$ ), которая значительно возрастает для высокоомных резисторов. Эти фазовые искажения могут привести к уменьшению запаса устойчивости и даже к самовозбуждению ОУ. Таким образом, в обратной связи нежелательно выбирать значение резистора более  $1\text{Мом}$ . С другой стороны, выбирать сопротивление  $R2$  менее  $1\text{кОм}$  также не следует, поскольку в этом случае возрастает значение потребляемого тока. При необходимости обеспечения большого входного сопротивления и большого коэффициента усиления без потери устойчивости, в обратной связи можно получить большое сопротивление при использовании низкоомных резисторов. Для этого вместо  $R2$  используется Т-образное включение резисторов, как показано на рисунке 6.4. В этой схеме

$$R_{oc} = R2 + R3 + \frac{R2R3}{R4}. \quad (6.1)$$

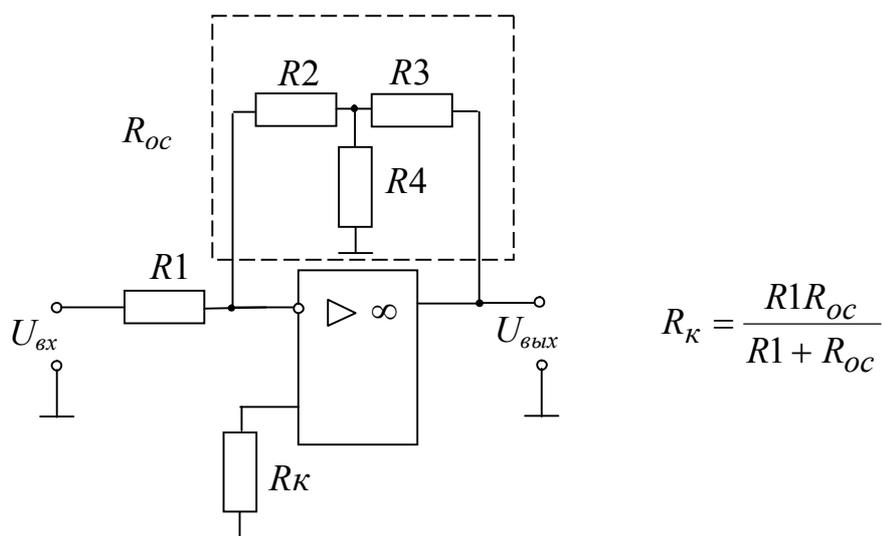


Рисунок 6.4 – Схема инвертирующего усилителя с большим сопротивлением в цепи ОС

4. С учетом конечных значений входного сопротивления и коэффициента усиления реальных ОУ, формулы для входного и выходного сопротивлений и коэффициента достаточно громоздки и применяются только при расчетах только специализированных прецизионных схем.

**Для инвертирующего сумматора.**

Для увеличения коэффициента ослабления синфазного сигнала необходимо к неинвертирующему входу подключить компенсационное сопротивление

$$R_k = \left( \frac{1}{R_{oc}} + \sum_{i=1}^N \frac{1}{R_i} \right)^{-1}. \quad (6.2)$$

**Для дифференциатора.**

В цепи обратной связи на высоких частотах возникают дополнительные фазовые сдвиги, вызванные как самим ОУ (в пределе до 90°), так и цепью ОС (в пределе также до 90°), которые могут привести к нарушению устойчивости работы дифференциатора. Таким образом, переходная характеристика будет иметь колебательный характер, что приводит к ошибкам дифференцирования. Для устранения этого эффекта в передаточную функцию дифференциатора вносят дополнительный полюс, включив последовательно с емкостью сопротивление  $R2$ , как показано на рисунке 6.5. Без этого резистора входное сопротивление дифференциатора на высоких частотах стремилось бы к нулю, что могло нарушить работу источника.

Таким образом, помимо повышения устойчивости, сопротивление  $R2$  обеспечивает заданное входное сопротивление дифференциатора и ограничивает долю высокочастотных шумов, поскольку ограничивает коэффициент усиления на ВЧ. Вместе с тем, дифференциатор может выполнять заданную функцию лишь на частотах, не превышающих граничную частоту

$$f_{зр} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}. \quad (6.3)$$

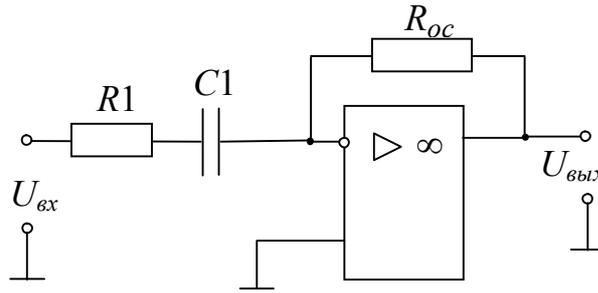


Рисунок 6.5 – Схема скорректированного дифференциатора.

АЧХ идеального дифференциатора имеет положительный наклон +20 дБ/дек (коэффициент передачи растет на 20дБ при каждом десятикратном изменении частоты). С учетом элементов коррекции реальный дифференциатор будет выполнять свои функции на частотах, не превышающих  $f_{зр}$ . На более высоких частотах сопротивление емкости  $C_1$  будет много меньше  $R_1$  и схема будет работать как обычный инвертирующий усилитель с коэффициентом передачи  $K = -\frac{R_{oc}}{R_1}$ .

Фактически, дифференциатор, показанный на рисунке 6.5, является фильтром верхних частот первого порядка. На частотах, близких к  $f_{зр}$ , модуль коэффициента передачи скорректированного дифференциатора будет отличаться от идеального в  $\sqrt{2}$  раз. Чтобы ошибка дифференцирования сигналов переменного тока не превышала 1%, максимальная частота не должна превышать значение  $0,1f_{зр}$ .

Таким образом, при расчете дифференциатора:

1. Для сигналов с заданной максимальной частотой  $f_{макс}$ , определяется граничная частота  $f_{зр}$ .
2. Если задан максимальный коэффициент передачи на высоких частотах ( $K$ ), задаются сопротивлением  $R_{oc}$  (см. рекомендации к инвертирующему усилителю) и рассчитывают сопротивление  $R_1$ .
3. Из (6.3) определяется емкость дифференциатора.

#### **Для интегратора.**

В реальном интеграторе, построенном по схеме (таблица 6.1) при интегрировании сигналов очень низких частот (в том числе сигналов постоянного тока) возникают ошибки интегрирования, связанные с зарядом емкости входными токами ОУ. В этом случае, даже при отсутствии входного сигнала конденсатор может медленно заряжаться (в пределе до напряжения питания). Чтобы уменьшить ошибки интегрирования, параллельно конденсатору подключают электронный ключ для периодического разряда емкости (рисунок 6.6а) с помощью управляющего напряжения.

При интегрировании сигналов переменного тока параллельно конденсатору  $C1$  подключается резистор обратной связи  $R_{oc}$ , как показано на рисунке 6.6б, выполняющий следующие функции:

- ограничение коэффициента усиления на низких частотах;
- устранение ошибки интегрирования, связанной с зарядом емкости  $C1$  входными токами ОУ;
- уменьшение влияния напряжения смещения ОУ.

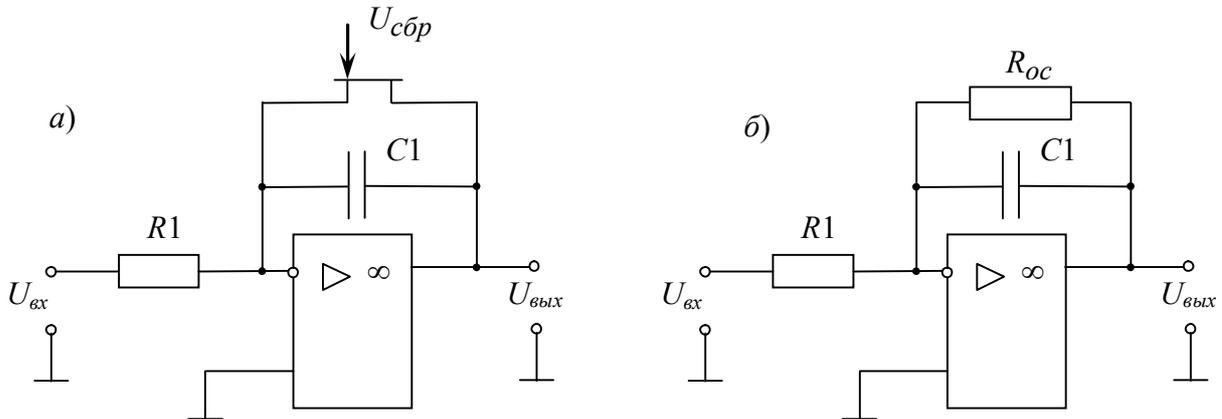


Рисунок 6.6 – Схема интегратора с периодическим сбросом (а) и интегратора сигналов переменного тока (б)

Таким образом, интегратор может выполнять заданную функцию лишь на частотах, превышающих граничную частоту

$$f_{зр} = \frac{1}{2\pi R_{oc} C1} \quad (6.4)$$

На низких частотах ( $f < f_{зр}$ ) схема интегратора с резистором  $R_{oc}$  работает как инвертирующий усилитель с постоянным коэффициентом усиления.

На частотах  $f > f_{зр}$  АЧХ имеет наклон -20 дБ/дек (коэффициент передачи уменьшается на 20 дБ при каждом десятикратном изменении частоты).

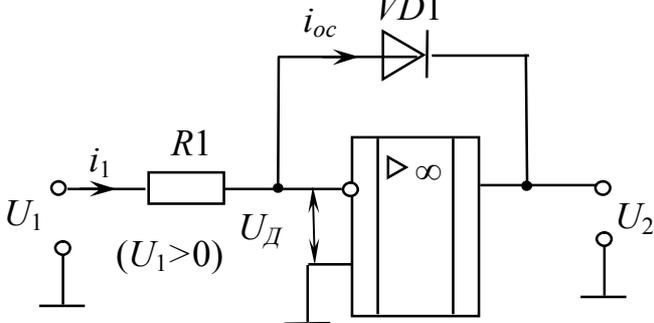
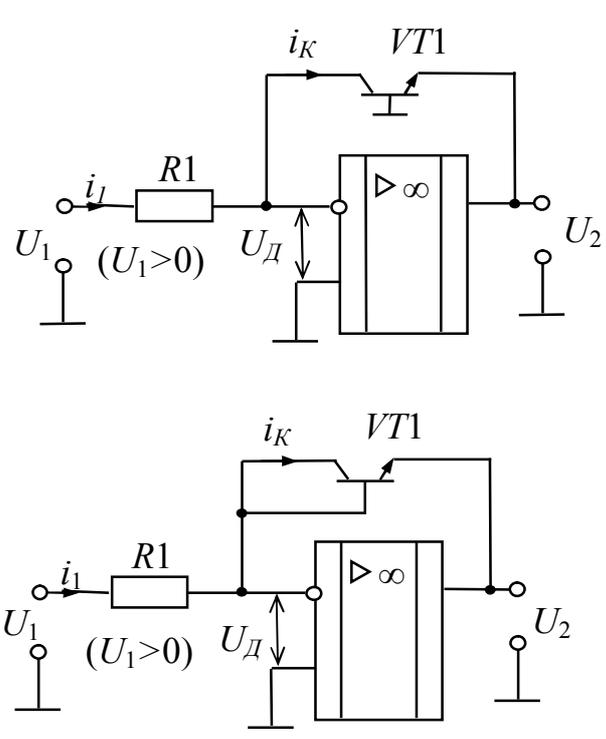
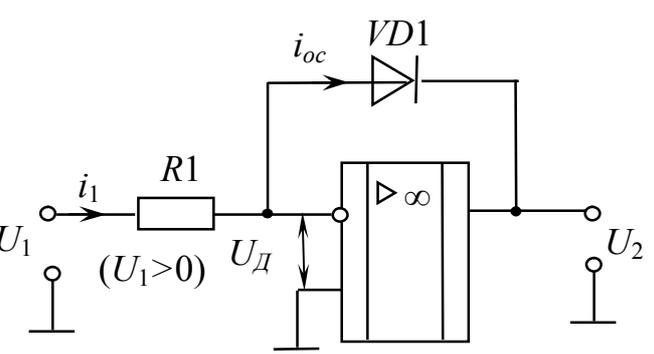
Фактически, дифференциатор, показанный на рисунке 6.5, является фильтром верхних частот первого порядка. На частотах, близких к  $f_{зр}$ , модуль коэффициента передачи скорректированного дифференциатора будет отличаться от идеального в  $\sqrt{2}$  раз. Чтобы ошибка дифференцирования сигналов переменного тока не превышала 1%, максимальная частота должна превышать значение  $10f_{зр}$ .

Таким образом, при расчете интегратора:

1. Для сигналов с заданной минимальной частотой  $f_{мин}$ , определяется граничная частота  $f_{зр}$ .
2. Если задан максимальный коэффициент передачи на низких частотах ( $K$ ), задаются сопротивлением  $R_{oc}$  (см. рекомендации к инвертирующему усилителю) и рассчитывают сопротивление  $R1$ .
3. Из (6.4) определяется емкость интегратора.

В таблице 6.2 приведены схемы линейных устройств обработки сигналов и функциональная связь между входным и выходным напряжением для случая идеального ОУ.

Таблица 6.2 – Схемы нелинейной обработки сигналов на ОУ

Схема на ОУ	Выполняемая функция
<b>Логарифмический преобразователь на диоде</b>	
	$U_2 \approx -\frac{kT}{q} \ln\left(\frac{U_1}{R_1 I_0}\right)$ <p>Для кремниевого диода <math>I_0 = 1</math> нА, <math>kT/q = 25</math> мВ при <math>T=25^\circ\text{C}</math>.</p>
<b>Логарифмический преобразователь на транзисторе</b>	
	$U_2 = -\frac{kT}{q} \ln\left(\frac{U_1}{R_1 I_{K0}}\right)$ <p><math>I_{K0}</math> – обратный неуправляемый ток коллектора (для маломощных транзисторов <math>I_{K0} = 0,1</math> пА).</p>
<b>Экспоненциальный преобразователь на диоде</b>	
	$U_2 = -I_0 R_{oc} e^{\frac{q}{kT} U_1} \text{ при } e^{\frac{q}{kT} U_1} \gg 1$ <p>Для кремниевого диода <math>I_0 = 1</math> нА, <math>kT/q = 25</math> мВ при <math>T=25^\circ\text{C}</math>.</p>

Продолжение таблицы 6.2

Схема на ОУ	Выполняемая функция
<b>Экспоненциальный преобразователь на транзисторе</b>	
	$U_2 = -I_{K0} R_{oc} e^{\frac{q}{kT} U_1} \text{ при}$ $e^{\frac{q}{kT} U_1} \gg 1$ $I_{K0} = 0,1 \text{ пА, } kT/q = 25\text{мВ при } T=25^\circ\text{C.}$

Входные сигналы обратной полярности могут вывести из строя транзистор в схеме (таблица 6.2), так как операционный усилитель при этом входит в насыщение, и на переход база-эмиттер подается обратное напряжение, практически равное напряжению питания. Поэтому необходимо принять меры для защиты транзистора. С этой целью параллельно переходу коллектор-эмиттер включают дополнительные диоды, как показано на рисунке 6.7.

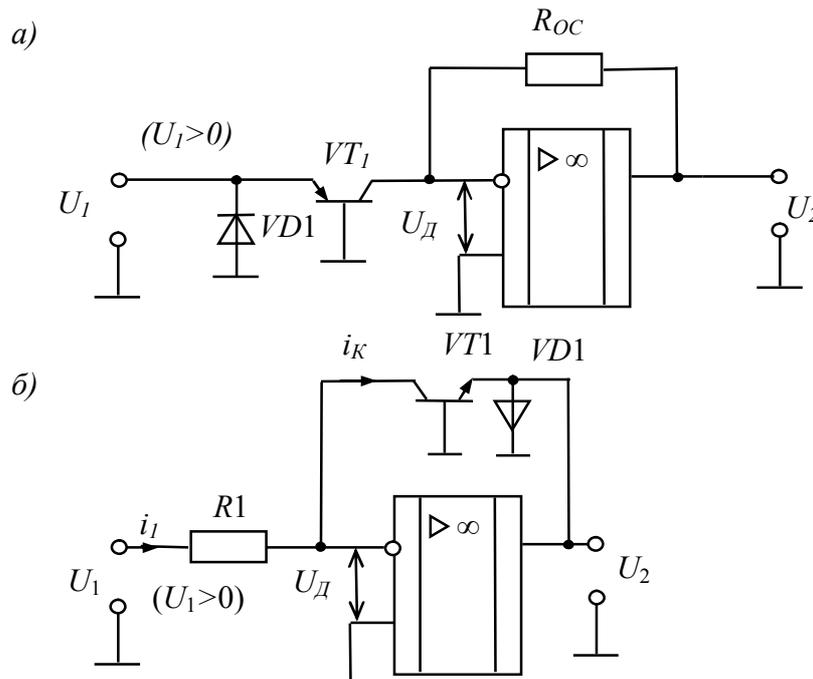


Рисунок 6.7 – Схема экспоненциального (а) и логарифмического (б) преобразователя с защитой транзистора от переплюсовки входного сигнала.

Схема логарифмического преобразователя с заземленной базой транзистора склонна к самовозбуждению. Это вызвано тем, что в цепи обратной связи усилителя есть элемент, вносящий дополнительное усиление напряжения (транзистор, включенный по схеме с общей базой), поэтому общий коэффициент передачи петли обратной связи повышается.

Для обеспечения устойчивости схемы можно применить частотную коррекцию. Схема скорректированного логарифмирующего преобразователя приведена на рисунке 6.8.

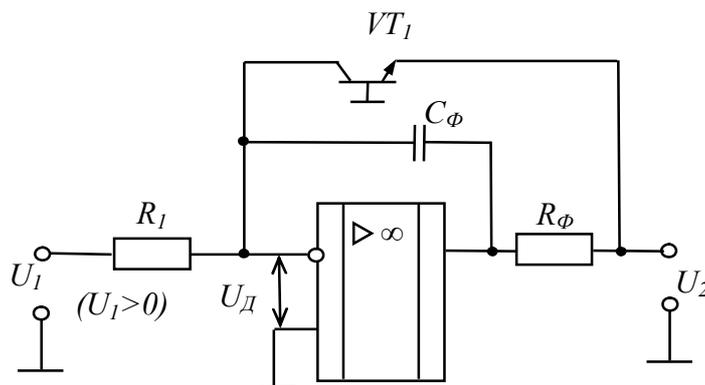


Рисунок 6.8 – Схема логарифмического (б) преобразователя с повышенной устойчивостью к самовозбуждению.

## 6.2 Примеры решения задач

### Пример 1.

Используя идеальный ОУ, рассчитать элементы инвертирующего усилителя, обеспечивающего коэффициент усиления 60дБ.

#### Решение.

Для расчета элементов переводим коэффициент усиления в относительные единицы:  $K = 10^{\frac{K_{дб}}{20}} = 10^{\frac{60}{20}} = 1000$ .

Поскольку по условию задачи нет требований к входному сопротивлению усилителя, выбираем  $R_{OC} = 1\text{Мом}$ . Тогда, с учетом свойств инвертирующего

усилителя (таблица 6.1),  $R1 = \frac{R_{OC}}{K} = \frac{10^6}{10^3} = 1000\text{Ом} = 1\text{кОм}$ .

### Пример 2.

Используя реальные элементы, рассчитать инвертирующий усилитель на базе ОУ, с коэффициентом усиления 60дБ, если необходимо обеспечить входное сопротивление усилителя не менее 10кОм.

#### Решение.

Поскольку входное сопротивление усилителя обеспечивается сопротивлением  $R1$ , то  $R1 = 10\text{кОм}$ . Тогда сопротивление обратной связи должно составлять  $R_{OC} = KR1$ . После перевода коэффициента усиления в относительные единицы (см. пример 1), получаем, что в обратной связи должно стоять сопротивление  $R_{OC} = 10^3 \cdot 10^4 = 10^7\text{Ом} = 10\text{Мом}$ .

С учетом рекомендации 3 для инвертирующего усилителя, для обеспечения устойчивости схемы целесообразно выбирать  $R_{OC}$  более 1Мом. В

этом случае в обратной связи необходимо использовать Т-образное включение резисторов по схеме 6.4. Тогда сопротивление обратной связи рассчитывается по (6.1), что позволяет в ОС использовать низкоомные резисторы. Задаваясь значениями  $R2 = R3 = 100\text{кОм}$ , из (6.1) определяем  $R4$ :

$$R4 = \frac{R2R3}{R_{oc} - R2 - R3} = \frac{10^5 10^5}{10^7 - 10^5 - 10^5} \cong \frac{10^{10}}{10^7} = 1\text{кОм}.$$

**Пример 3.**

Привести схему и рассчитать элементы для выполнения операции:  $U_{вых} = -(10U1 + 5U2)$ . Операционный усилитель можно считать идеальным.

**Решение.**

Для выполнения заданной операции применяется схема инвертирующего сумматора, которая приведена в таблице 6.1. Для расчета резисторов  $R1$  и  $R2$  задаемся сопротивлением в цепи обратной связи:  $R_{oc} = 100\text{кОм}$ . Тогда для обеспечения заданных коэффициентов усиления по первому и второму входам ( $K1 = 10$ ,  $K2 = 5$ ) определяются сопротивления:

$$R1 = \frac{R_{oc}}{K1} = \frac{10^5}{10} = 10\text{кОм}; \quad R2 = \frac{R_{oc}}{K2} = \frac{10^5}{5} = 20\text{кОм}.$$

**Пример 4.**

Построить схему на базе идеального ОУ, реализующую операцию  $U_{вых}(t) = -\frac{1}{RC} \int [U1(t) + U2(t)] dt$ . Обосновать принятое решение.

**Решение.**

Для выполнения заданной операции применяется схема инвертирующего интегратора, дополненная функцией суммирования двух сигналов. Таким образом, может быть использована схема, показанная на рисунке 6.9:

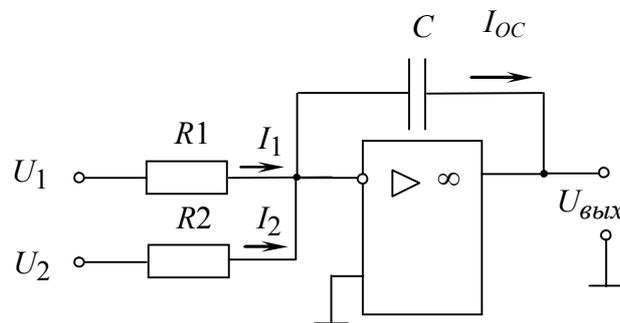


Рисунок 6.9

В соответствии с методикой расчета инвертирующих схем

$$I_{ex} = I_{oc}, \text{ где } I_{ex} = I_1 + I_2 = \frac{U_1}{R1} + \frac{U_2}{R2}; \quad I_{oc} = -C \frac{dU_{вых}}{dt}.$$

Таким образом, при  $R_1 = R_2$ :  $\frac{1}{R}[U_1(t) + U_2(t)] = -C \frac{dU_{вых}(t)}{dt}$ , откуда  $U_{вых}(t) = -\frac{1}{RC} \int [U_1(t) + U_2(t)]$ , что и требовалось по заданию.

### 6.3 Вопросы и упражнения

- 6.3.1. Перечислите свойства идеального операционного усилителя.
- 6.3.2. Какие параметры ОУ относятся к точностным?
- 6.3.3. Какие параметры ОУ относятся к динамическим?
- 6.3.4. Каково назначение входного дифференциального каскада ОУ?
- 6.3.5. Изобразите схему идеального инвертирующего усилителя на ОУ. Выразите коэффициент усиления через параметры усилителя.
- 6.3.6. Какими элементами определяется входное сопротивление инвертирующего усилителя на ОУ. Обосновать ответ.
- 6.3.7. Перечислите свойства операционного повторителя на ОУ. Для чего могут применяться повторители напряжения при построении сложных схемотехнических устройств?
- 6.3.8. Для чего в схемах инвертирующего усилителя или сумматора целесообразно соединять неинвертирующий вход ОУ через резистор к земле? Как выбирается значение этого резистора?
- 6.3.9. Какова физическая интерпретация операции интегрирования? Какую форму будет иметь осциллограмма выходного напряжения идеального интегратора при подаче на вход: а) периодических однополярных импульсов? б) периодических разнополярных импульсов?
- 6.3.10. Изобразите логарифмическую частотную характеристику идеального интегратора.
- 6.3.11. Изобразите логарифмическую частотную характеристику идеального дифференциатора.
- 6.3.12. Какое отличие между дифференцирующим и дифференциальным усилителем на базе ОУ?
- 6.3.13. Какие практические проблемы возможны при построении реального дифференциатора?
- 6.3.14. Какие устройства на базе ОУ относятся к нелинейным? Какие функции они выполняют?
- 6.3.15. Рассчитать величину резистора  $R_1$  инвертирующего усилителя на ОУ для получения коэффициента усиления  $K = 40\text{дБ}$ , если  $R_{oc} = 100\text{кОм}$ . (**Ответ:**  $1\text{кОм}$ ).

6.3.16. Рассчитать резисторы инвертирующего сумматора для выполнения операции:  $U_{\text{вых}} = -(2U_1 + 5U_2 + U_3)$ , если  $R_{\text{ос}} = 100\text{кОм}$ . (**Ответ:**  $R_1 = 50\text{кОм}$ ;  $R_2 = 20\text{кОм}$ ;  $R_3 = 100\text{кОм}$ ).

6.3.17. Определить входное сопротивление инвертирующего усилителя на ОУ, если коэффициент усиления с разомкнутой цепью ОС  $K = 60\text{дБ}$ , если  $R_{\text{ос}} = 1\text{Мом}$ . (**Ответ:**  $R_{\text{вх}} = 1\text{кОм}$ ).

6.3.18. Рассчитать величину резистора  $R_1$  неинвертирующего усилителя на ОУ для получения коэффициента усиления  $K = 20\text{дБ}$ , если  $R_{\text{ос}} = 90\text{кОм}$ . (**Ответ:**  $R_1 = 10\text{кОм}$ ).

6.3.19. Какое значение будет иметь напряжение помехи на выходе ОУ, если на его входах наводится от источника радиоизлучения напряжение  $1\text{мВ}$ , а коэффициент ослабления синфазного сигнала составляет  $80\text{дБ}$ . (**Ответ:**  $U_{\text{вых}} = 0.1\text{мкВ}$ ).

6.3.20. Используя ЛАЧХ реального ОУ, показанную на рис. 6.2, определить предельную частоту усиления для схемы инвертирующего усилителя, если  $R_{\text{ос}} = 100\text{кОм}$ ,  $R_1 = 1\text{кОм}$ . (**Ответ:**  $f = 10^4\text{Гц}$ ).

6.3.21. Рассчитать элементы инвертирующего интегратора, если на его вход подается сигнал в полосе частот от  $f_n = 1\text{кГц}$  до  $f_v = 100\text{кГц}$ , обеспечив на нижних частотах коэффициент усиления  $40\text{дБ}$

6.3.22. На вход идеального интегратора подается однополярный импульсный сигнал, показанный на рисунке 6.10. Изобразить форму выходного сигнала.

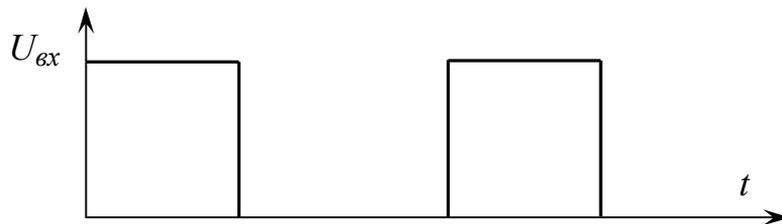


Рисунок 6.10

6.3.23. На вход идеального интегратора подается двухполярный импульсный сигнал, показанный на рисунке 6.11. Изобразить форму выходного сигнала.

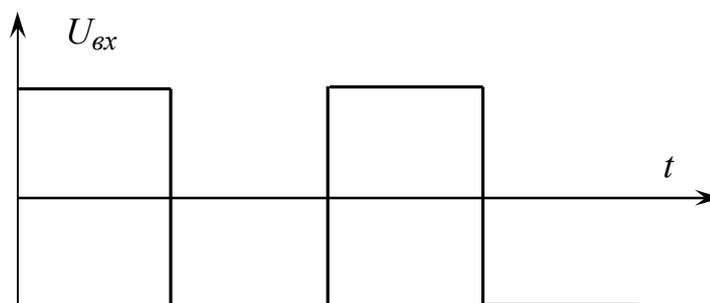


Рисунок 6.11

6.3.24. На вход идеального дифференциатора подается однополярный импульсный сигнал, показанный на рисунке 6.10. Изобразить форму выходного сигнала.

6.3.25. На вход идеального дифференциатора подается пилообразное напряжение, как показано на рисунке 6.12. Изобразить форму выходного сигнала.

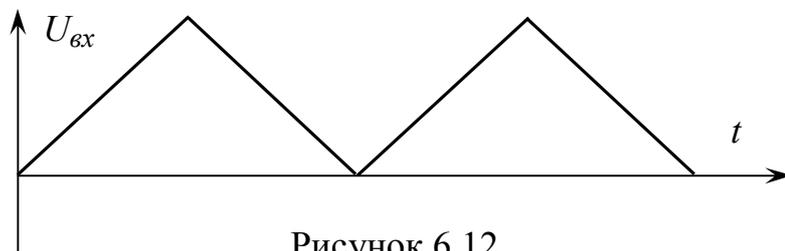


Рисунок 6.12

6.3.26. Рассчитать элементы инвертирующего скорректированного дифференциатора, если на его вход подается сигнал в полосе частот от  $f_n = 1\text{кГц}$  до  $f_s = 100\text{кГц}$ , обеспечив на верхних частотах коэффициент усиления 40дБ.

6.3.27. Изобразить ЛАЧХ инвертирующего скорректированного дифференциатора с учетом ЛАЧХ реального ОУ, показанной на рисунке 6.2, если  $R_{oc} = 100\text{кОм}$ ,  $R_1 = 1\text{кОм}$ , предельная частота дифференцирования составляет 100Гц.

6.3.28. Изобразить схему, позволяющую определить разность скоростей изменения двух входных сигналов.

6.3.29. Изобразить схему, позволяющую выполнить функцию  $U_{вых} = U_1(t) - \frac{1}{RC} \int [U_1(t) + U_2(t)] dt$ . Обосновать ответ.

6.3.30. Изобразить схему, позволяющую выполнить функцию  $U_{вых}(t) = \alpha \ln \left[ \frac{U_1(t)}{U_2(t)} \right]$  с применением логарифмического преобразователя, где  $\alpha$  - постоянная величина.

6.3.31. Изобразить схему, позволяющую выполнить функцию  $U_{вых}(t) = \alpha \frac{U_1(t)}{U_2(t)}$  с применением схем логарифмического и экспоненциального преобразования, где  $\alpha$  – постоянная величина.

6.3.32. Изобразить схему, позволяющую выполнить функцию  $U_{вых}(t) = \alpha U_1(t) U_2(t)$ , где  $\alpha$  - постоянная величина, с применением схем логарифмического и экспоненциального преобразования.

6.3.33. Рассчитать элементы дифференциального усилителя (таблица 6.1), выполняющего функцию  $U_{вых} = 10(U_1 - U_2)$ . Считать ОУ – идеальным.

6.3.34. Используя реальные элементы, привести схему и рассчитать инвертирующий усилитель на базе ОУ, с коэффициентом усиления 40дБ, если необходимо обеспечить входное сопротивление усилителя не менее 100кОм.

6.3.35. Как изменится ЛАЧХ интегратора переменного тока (рисунок 6.6б), если увеличить сопротивление  $R_{oc}$ ? Обосновать ответ.

6.3.36. Как изменится переходная характеристика интегратора переменного тока (рисунок 6.6б), если увеличить сопротивление  $R_{oc}$ ? Обосновать ответ

6.3.37. Рассчитать передаточную функцию схемы на базе идеального ОУ, показанную на рисунке 6.13. Изобразить (качественно) ЛАЧХ данной схемы.

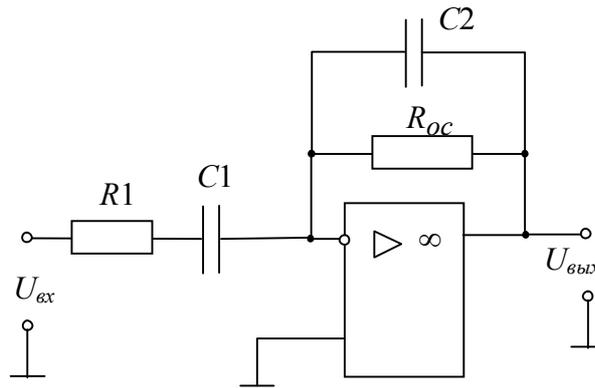


Рисунок 6.13

## Приложение 1

Таблица П1 – Справочные данные биполярных транзисторов

Тип транзистора	Структура	$h_{21Э}$	$I_{кб0} (T)$ мкА (°C)	$C_{б'к}$ , нФ	$C_{б'э}$ , нФ	$\tau_k$ , нс	$f_{h_{21Э}}$ , МГц	$K_{ш}$ , дБ	$U_{кэ макс}$ , В	$I_{к макс}$ , мА	$P_{к макс}$ , Вт	$T_{п макс}$ , °C	$R_{ТП-С}$ , (°C / мВт)
КТ312Б	<i>n-p-n</i>	25...100	10 (25) 30 (85)	5	20	≤500	3		35	30	0,225	115	0,4
КТ315Б	<i>n-p-n</i>	50...350	0,5 (25) 10 (100)	7		≤500	5,4		20	100	0,15	120	0,67
КТ361Б	<i>p-n-n</i>	50...350	1 (25) 25 (100)	9		≤500	5		20	50	0,15	120	0,67
КТ3102А	<i>n-p-n</i>	100...250	0,05 (25) 5 (85)	6		≤100	1,5	≤ 10	50	100	0,25	125	0,4
КТ3102В	<i>n-p-n</i>	100...250	0,015 (25) 5 (85)	6		≤100	0,75	≤ 10	30	100	0,25	125	0,4
КТ3102Е	<i>n-p-n</i>	100...250	0,015 (25) 5 (85)	6		≤100	0,75	≤ 4	20	100	0,25	125	0,4
КТ3107Б	<i>p-n-n</i>	120...220	0,05 (25) 5 (85)	7		≤100	2	≤ 10	50	100	0,3	150	0,42
КТ368А	<i>n-p-n</i>	50...300	0,5 (25) 5 (125)	1,7	3	≤15	5	≤ 3,3	15	30	0,225	150	0,38
КТ501Д	<i>p-n-n</i>	40...120	1 (25)	50	100		1,0	≤ 4	30	300	0,35	150	0,33
КТ608Б	<i>n-p-n</i>	50...160	10 (25) 80 (125)	15	50		10		60	400	0,5	120	0,2
КТ630А	<i>n-p-n</i>	40...120	1 (25)	15	65	100	50		120	1000	0,8	150	0,156
КТ632Б	<i>n-p-n</i>	50	1 (25) 10 (85)	5	50	100	4		120	100	0,5	150	0,25
КТ602АМ	<i>n-p-n</i>	20...80	70 (25)	4	25	300	3,75		100	75	0,75 / 2,8*	120	0,15
КТ814Б	<i>p-n-n</i>	≥ 40	50 (25) 1000 (100)	60			0,75		40	1500	1 / 10*	125	0,1 / 0,01*
КТ817Б	<i>n-p-n</i>	≥ 30	100 (25) 3000 (150)	60	115		0,12		40	1500	1 / 25*	150	0,1 / 0,005*

\* Для транзисторов с теплоотводом

## Приложение 2

Таблица П2 – Справочные данные операционных усилителей

Тип ОУ	Назначение	$K_U$	$U_{п}^+$ В	$U_{п}^-$ В	$I_{н}$ мА	$K_{ос.сф}$ дБ	$R_{вх}$ кОм	$f_1$ МГц	$V_{U_{вых}}$ В/мкс	$U_{вых}$ В	$U_{смь}$ мВ	$\Delta I_{вх}$ нА	$R_H$ кОм
К140УД1А	Общего назначения	500...4500	6,3	-6,3	$\leq 2,5$	60	4	5	0,2	$\pm 2,8$	$\pm 17$	225	$\geq 5(*)$
К140УД1Б		1350...12000	12,6	-12,6	$\leq 2,5$	60	4	5	0,4	$\pm 6$	$\pm 17$	150	$\geq 5(*)$
К140УД1В		8000	12,6	-12,6	$\leq 2,5$	60	4	5	0,4	$\pm 6$	$\pm 17$	150	$\geq 5(*)$
К140УД5А		500	12	-12	$\leq 3$	50	50	14	6	$\pm 6,5$	$\pm 10$	$\pm 1000$	$\geq 5(*)$
К140УД5А		1000	12	-12	$\leq 3$	60	3	14	6	$\pm 6,5$	$\pm 5$	$\pm 5000$	$\geq 5(*)$
К140УД6		30 000	15	-15		70	1000	1	2	6,5 / -4,5	$\pm 10$	25	$\geq 2$
К140УД7		30 000	15	-15		70	400	0,8	0,3	$\pm 10$	$\pm 9$	200	$\geq 2$
К140УД8А		50 000	15	-15		70	1	1	2	$\pm 10$	$\pm 50$	0,1	$\geq 2$
К140УД8Б		20 000	15	-15		70	1	1	5	$\pm 10$	$\pm 100$	0,5	$\geq 2$
К140УД8В		20 000	15	-15		60	1	1	2	$\pm 10$	$\pm 150$	0,2	$\geq 2$
К140УД9		35 000	12,6	-12,6	22	80	300	5	0,5	$\pm 10$	$\pm 150$	100	$\geq 1$
К140УД11		Быстродействующий	25 000	5...18	-5...18	22	10	300	5	50	$\pm 12$	$\pm 150$	200
К140УД12	Микромощный	50 000	15	-15		70	5000	0,8	2	$\pm 10$	$\pm 6$	6	$\geq 2$
К284УД1	Общего назначения	20 000	9	-9		70	5000	1	2	$\pm 5$	$\pm 10$	6	$\geq 5,1(*)$
К284УД2		5 000	6	-6		40	200	1	2	$\pm 5$	$\pm 20$	10	$\geq 2$
К544УД1А		50 000	15	-15		64	$10 \cdot 10^6$	1	2	$\pm 10$	$\pm 30$	0,15	$\geq 2$
К544УД1Б		20 000	15	-15		64	$10 \cdot 10^6$	1	2	$\pm 10$	$\pm 50$	1	$\geq 2$
К544УД1В		20 000	15	-15		64	$10 \cdot 10^6$	1	5	$\pm 10$	$\pm 50$	1	$\geq 2$
К544УД2А	Быстродействующий	20 000	15	-15		70	$1 \cdot 10^6$	15	20	$\pm 10$	$\pm 30$	0,1	$\geq 2$
К544УД2Б		10 000	15	-15		70	$1 \cdot 10^6$	15	20	$\pm 10$	$\pm 50$	0,5	$\geq 2$
К544УД2В		20 000	15	-15		70	$1 \cdot 10^6$	15	10	$\pm 10$	$\pm 50$	1	$\geq 2$
К553УД1А	Общего назначения	15 000	15	-15		65	300	10	0,2	$\pm 10$	$\pm 7,5$	0,5	$\geq 2$
К553УД1Б		25 000	15	-15		80	300	10	0,2	$\pm 10$	$\pm 2$	0,05	$\geq 2$
К553УД1В		20 000	15	-15		80	300	1	0,5	$\pm 10$	$\pm 7,5$	0,5	$\geq 2$

(\*) – рекомендуемые значения для обеспечения симметричного ограничения выходного напряжения

### Приложение 3

#### Справочные данные стандартных значений пассивных компонентов

Номинальные значения резисторов и конденсаторов стандартизированы в пределах десятичного интервала. Для постоянных резисторов согласно ГОСТ 2825-67 установлено шесть рядов: E6, E12, E24, E48, E96, E192, а для переменных резисторов в соответствии с ГОСТ 10318-80 установлен ряд E6. Наиболее употребительные значения емкостей выбираются из рядов E3, E6, E12, E24 (таблица 3)

Номинальные значения выбираются из определенных рядов путем умножения или деления их  $10^n$ , где n – целое положительное число.

Таблица П3 – Номинальные ряды

Ряд	Числовые коэффициенты											
E3	1				2,2				4,7			
E6	1		1,5		2,2		3,3		4,7		6,8	
E12	1	1,2	1,5	1,8	2,2	2,7	3,3	3,9	4,7	5,6	6,8	8,2
E24	1	1,1	1,2	1,3	1,5	1,6	1,8	2	2,2	2,4	2,7	3
	3,3	3,6	3,9	4,3	4,7	5,1	5,6	6,2	6,8	7,5	8,2	9,1

Конденсаторы подразделяются по допустимому напряжению, материалу и температурному коэффициенту емкости (ТКЕ), который определяет линейную зависимость емкости от температуры. ТКЕ определяет относительное изменение емкости (в миллионных долях) при изменении температуры на один градус Цельсия. Значения ТКЕ керамических конденсаторов и их кодированные обозначения приведены в таблице П4.

Таблица П4 – Значения ТКЕ керамических конденсаторов и их условные обозначения

Группа ТКЕ	П100	П60	П33	МП0	М33	М47	М75	М150	М220	М330	М470	М750	М1500	М2200
Номинальное значение ( $\cdot 10^{-6} 1/^\circ\text{C}$ )	+100	+60	+33	0	-33	-47	-75	-150	-220	-330	-470	-750	-1500	-2200

Таблица П5 – Постоянные резисторы

Тип	Номинальная мощность, Вт	Диапазон номинальных сопротивлений	Ряд	Допуск %	Тип	Номинальная мощность, Вт	Диапазон номинальных сопротивлений	Ряд	Допуск
<b>Общего назначения</b>									
<b>МЛТ</b>	0,125	8,2 Ом...3 МОм	E24, E96	$\pm 2; \pm 5;$ $\pm 10;$	<b>С2-33Н</b>	0,125	1 Ом...3 МОм	E24, E96	$\pm 1; \pm 2;$ $\pm 5; \pm 10;$
	0,25	8,2 Ом...5,1 МОм				0,25	1 Ом...5,1 МОм		
	0,5	1 Ом...5,1 МОм				0,5	1 Ом...5,1 МОм		
	1	1 Ом...10 МОм				1	1 Ом...10 МОм		
	2	1 Ом...10 МОм				2	1 Ом...10 МОм		
<b>Р1-4</b>	0,25	10 Ом...1 МОм	E24, E96	$\pm 1; \pm 2; \pm 5;$ $\pm 10$	<b>С1-4</b>	0,125	10 Ом...2 МОм	E24, E48	$\pm 2; \pm 5;$ $\pm 10;$
	0,5	1 Ом...10 МОм				0,25	10 Ом...10 МОм		
						0,5	10 Ом...10 МОм		
<b>ВСа</b>	0,125	10 Ом...2 МОм	E24	$\pm 5; \pm 10;$ $\pm 20;$	<b>ТВО</b>	0,125	1 Ом...100 кОм	E24	$\pm 5; \pm 10;$ $\pm 20;$
	0,25	27 Ом...2,2 МОм				0,25	1 Ом...510 кОм		
	0,5	27 Ом...10 МОм				0,5	1 Ом...1 МОм		
<b>Прецизионные</b>									
<b>С2-29В</b>	0,06	10 Ом...511 кОм	E24, E192	$\pm 0,05;$ $\pm 0,1;$ $\pm 0,25;$ $\pm 0,5;$ $\pm 1$	<b>С2-14</b>	0,125	10 Ом...1 МОм	E192	$\pm 0,1;$ $\pm 0,25;$ $\pm 0,5;$ $\pm 1$
	0,125	1 Ом...1 МОм				0,25	1 Ом...1 МОм		
	0,25	1 Ом...2,2 МОм				0,5	1 Ом...2,2 МОм		
	0,5	1 Ом...3 МОм				1	1 Ом...3 МОм		
	1	1 Ом...8,5 МОм				2	1 Ом...5,1 МОм		
	2	1 Ом...20 МОм							

При выборе резистора указывается: тип резистора, его номинал, максимальная рассеиваемая мощность и допустимый разброс параметров. Например: **МЛТ 47кОм х 0,125Вт ± 5%**.

При выборе конденсатора указывается: тип конденсатора, его номинал, номинальное напряжение и допустимый разброс параметров. Например: **КМ-4 270пФ х 160В ± 10%**.

В таблицах П6 – П8 приведены типы наиболее употребительных емкостей.

Таблица П6 – Конденсаторы керамические низковольтные

Тип	Номинальное напряжение, В	Диапазон номинальных емкостей, пФ	Группа ТКЕ	Допуск % (Ряд)	Тип	Номинальное напряжение, В	Диапазон номинальных емкостей, пФ	Группа ТКЕ	Допуск % (Ряд)
<b>КМ-4</b>	250, 160	16...510	П33	$\pm 5; \pm 10;$ $\pm 20$ (E24)	<b>КМ-5</b>	160, 100	16...680	П33	$\pm 5; \pm 10;$ $\pm 20$ (E24)
		56...1 200	МП0				68...1 600	МП0	
		27...510	М47				27...680	М47	
		41...1 000	М75				47...1 300	М75	
		68...1 800	М750				68...2 700	М750	
		150...3 600	М1500				150...5 600	М1500	
		1 500...470 000	Н30			1 500...68 000	Н30		
<b>КМ-6</b>	50	120...5 100	П33	$\pm 5; \pm 10;$ $\pm 20$ (E24)	<b>К10-17</b>	25, 50	2,2...10 000	П33	$\pm 5; \pm 10;$ $\pm 20$ (E24)
		120...6 200	М47				2,2...12 000	М47	
		180...5 610	М75				10...15 000	М75	
		470...10 000	М750				75...39 000	М750	
		820...1 800	М1500				680...470 000	М1500	
	25	10 000...150 000	Н30	25, 40		2 200...2 200 000	Н90	+80 -20	
	50	10 000...150 000	Н50						
<b>К10-47</b>	500, 250, 160	10...100 000	МП0	$\pm 5; \pm 10;$ $\pm 20$ (E12)	<b>К10-50</b>	25	1 100...30 000	МП0	$\pm 5; \pm 10;$ $\pm 20$ (E24)
		1 000...2 200 000	Н30						
	500, 250 100, 50, 25	1 000 000... 6 800 000	Н90						

Таблица П7 – Конденсаторы полиэтилентерефталатные низковольтные

Тип	Номинальное напряжение, В	Диапазон номинальных емкостей, мкФ	Ряд	Допуск %	Тип	Номинальное напряжение, В	Диапазон номинальных емкостей, мкФ	Ряд	Допуск %
<b>К73-5</b>	250	0,001...0,22	Е6	±5; ±10; ±20	<b>К73-16</b>	63	0,1...22	Е6	±5; ±10; ±20
<b>К73-11</b>	63	0,1...22				100	0,1...12		
	160	0,068...6,8				160	0,047...6,8		
	250	0,047...2,2				250	0,047...10		
	400	0,022...1				400	0,022...1		
	630	0,001...0,47				630	0,01...0,47		

Таблица П8 – Конденсаторы с оксидным диэлектриком

Тип	Номинальное напряжение, В	Диапазон номинальных емкостей, мкФ	Ряд	Допуск %	Тип	Номинальное напряжение, В	Диапазон номинальных емкостей, мкФ	Ряд	Допуск %
<i>Алюминиевые оксидно-электролитические</i>									
<b>К50-6</b>	6,3	5...500	Е3	+80...-20	<b>К50-24</b>	6,3	220...10 000	Е3	+50...-20
	10	10...4 000				10	47...10 000		
	16	1...4 000				16	22...4 700		
	25	1...4 000				25	100...2 200		
	50	1...4 000				50	10...2 200		
	100	10...15				100	4,7...220		
	160	10				160	2,2...220		
<i>Оксидно-полупроводниковые</i>									
<b>К53-1</b>	6, 6,3	0,1...100	Е6	±10; ±20; ±30	<b>К53-4А</b>	6,3	0,68...330	Е6	±10; ±20; ±30
	10	0,1...68				16	0,47...220		
	16	0,068...68				20	1...47		
	20	0,047...47				30	0,47...33		
	30	0,033...33				40	0,1...10		
						50	0,1...6,8		

## Приложение 4

### Характеристики биполярных транзисторов

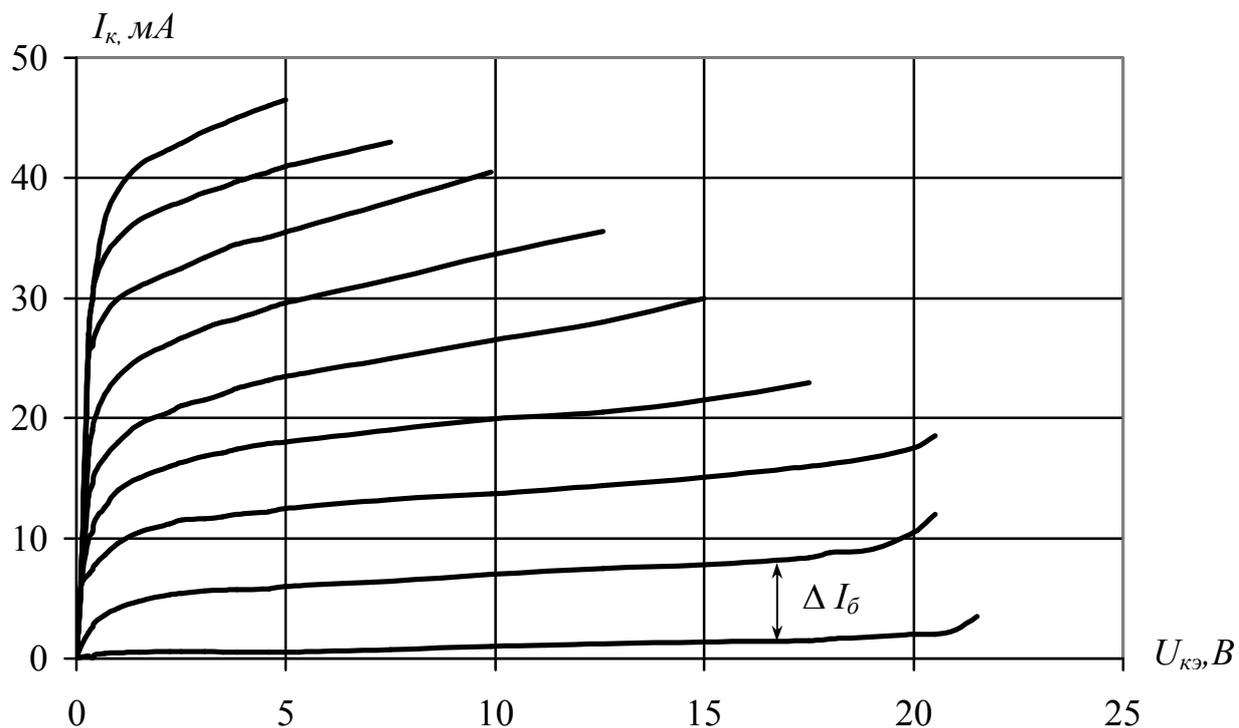


Рисунок П1 – Выходные статические характеристики транзистора КТ312:  
КТ312А, КТ312Б -  $\Delta I_{\bar{b}}=0.1$  мА; КТ312В -  $\Delta I_{\bar{b}}=0,05$  мА

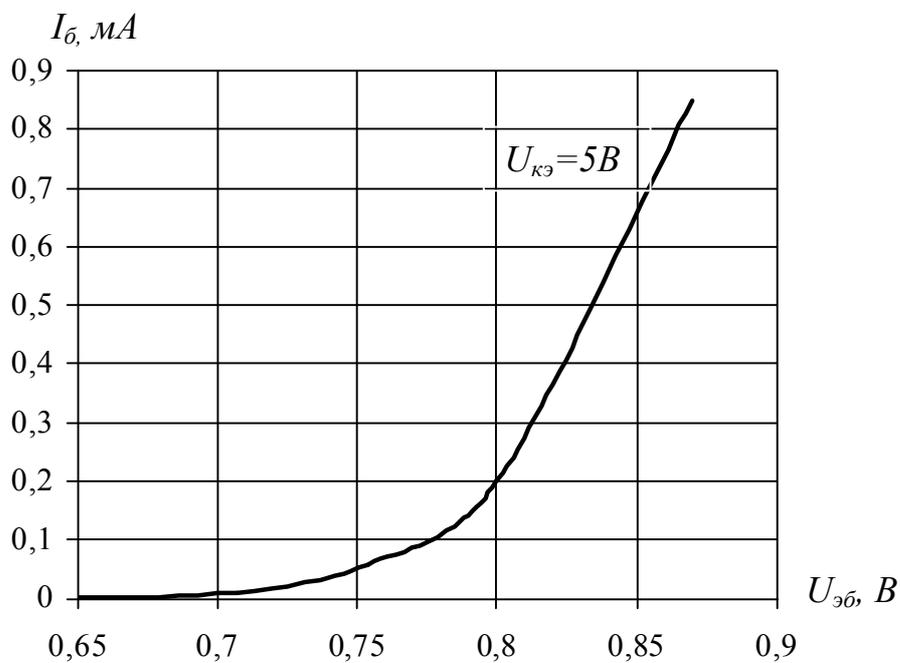


Рисунок П2 – Входная характеристика транзистора КТ312А-В

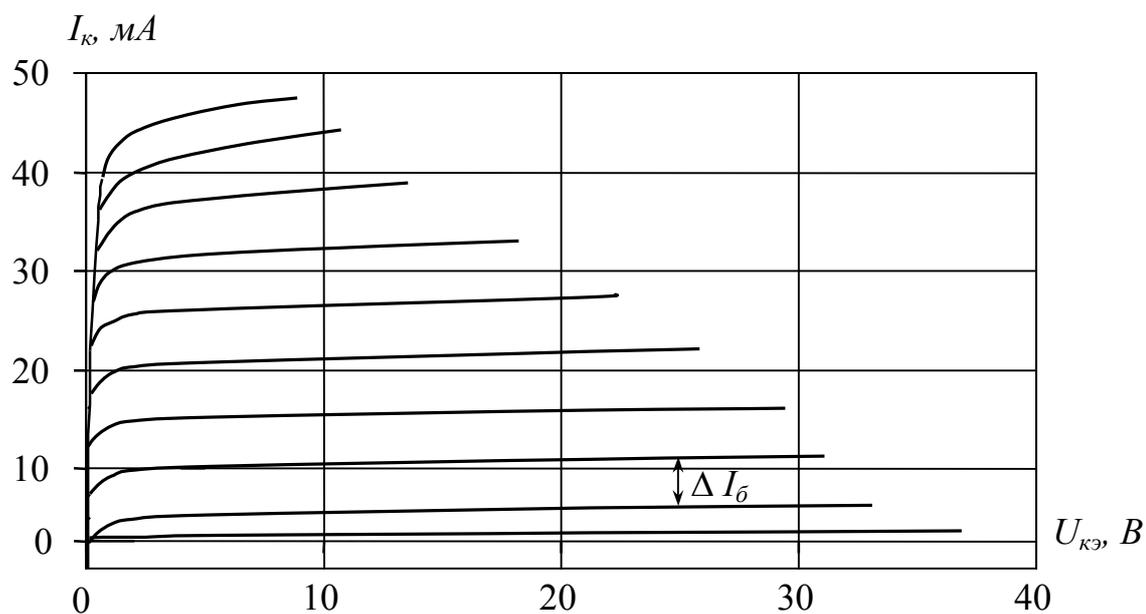


Рисунок ПЗ – Выходные статические характеристики транзистора КТ3102:  
 КТ3102А -  $\Delta I_b = 25$  мкА; КТ3102Б, КТ3102В, КТ3102Д -  $\Delta I_b = 15$  мкА;  
 КТ3102Е, КТ3102Г -  $\Delta I_b = 10$  мкА.

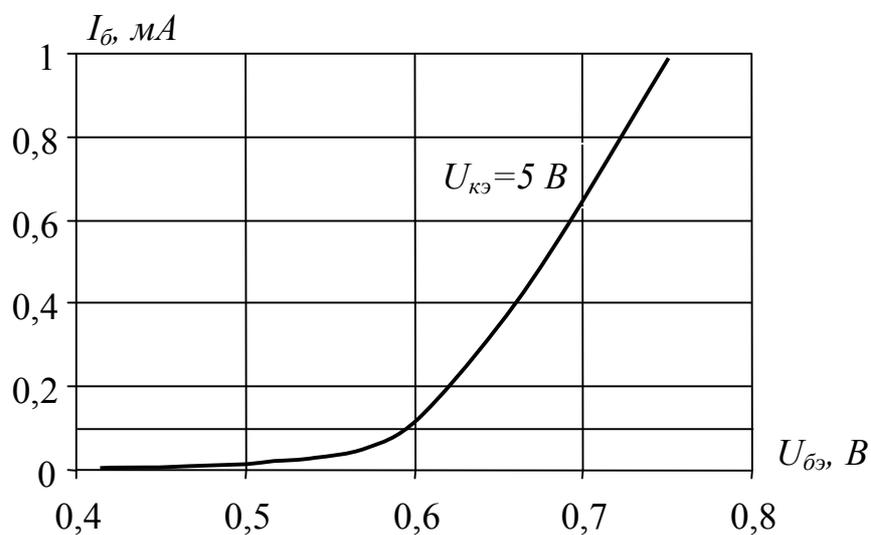


Рисунок П4 – Входная характеристика транзистора КТ3102А-Е

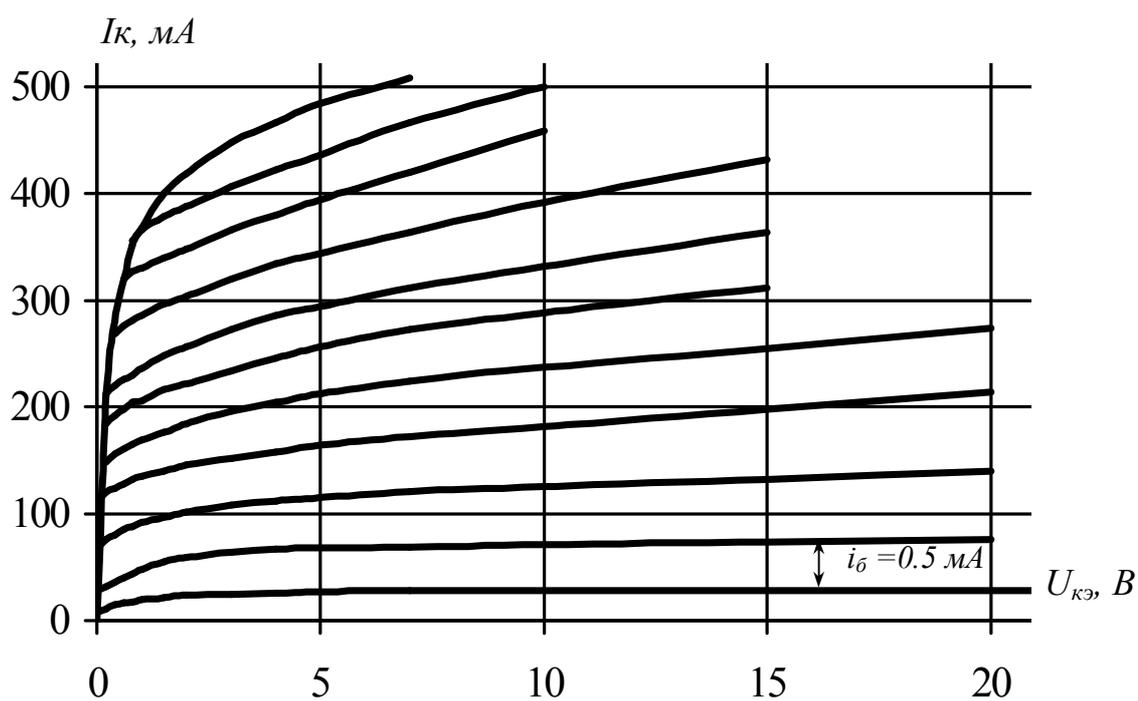


Рисунок П5 – Выходные статические характеристики транзистора КТ939А,Б:  
 $\Delta I_б = 0,5 \text{ mA}$

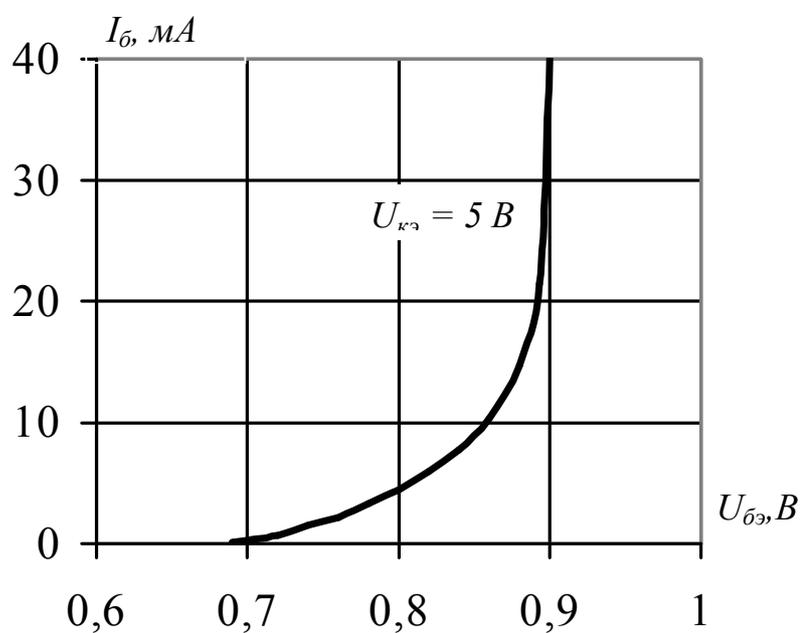


Рисунок П6 – Входная характеристика транзистора КТ939А,Б

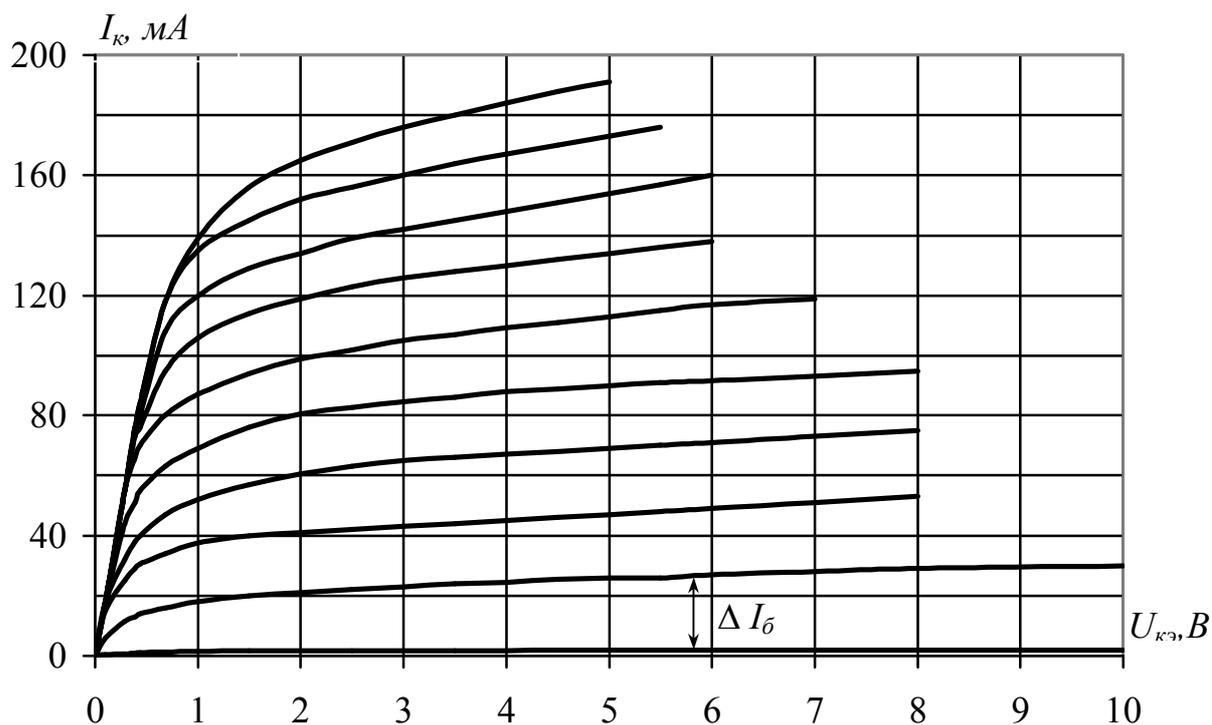


Рисунок П7 – Семейство выходных статических характеристик транзистора КТ3107: КТ3107А,В -  $\Delta I_{б} = 0,2$  мА; КТ3107Б, В–И, КТ3107Д -  $\Delta I_{б} = 0,1$  мА; КТ3107К,Л -  $\Delta I_{б} = 0,04$  мА.

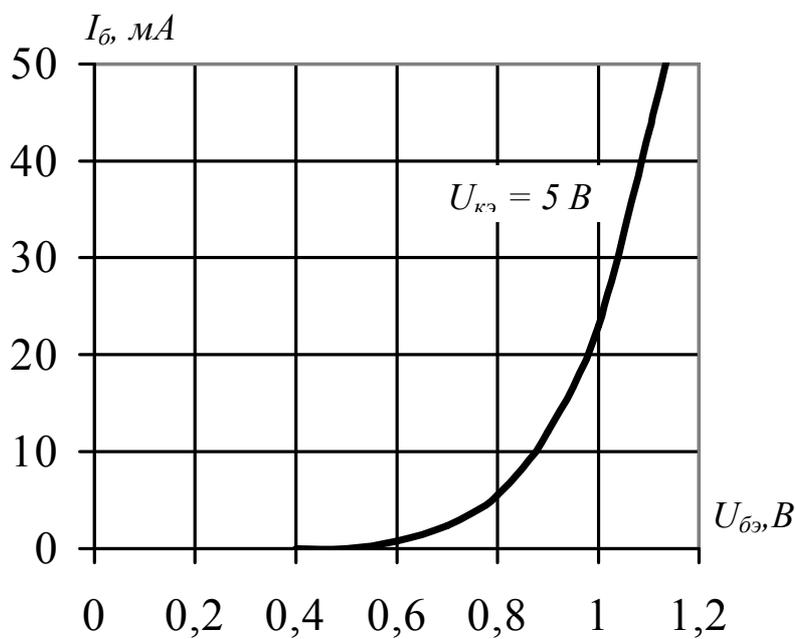


Рисунок П8 – Входная характеристика транзистора КТ3107А-Е

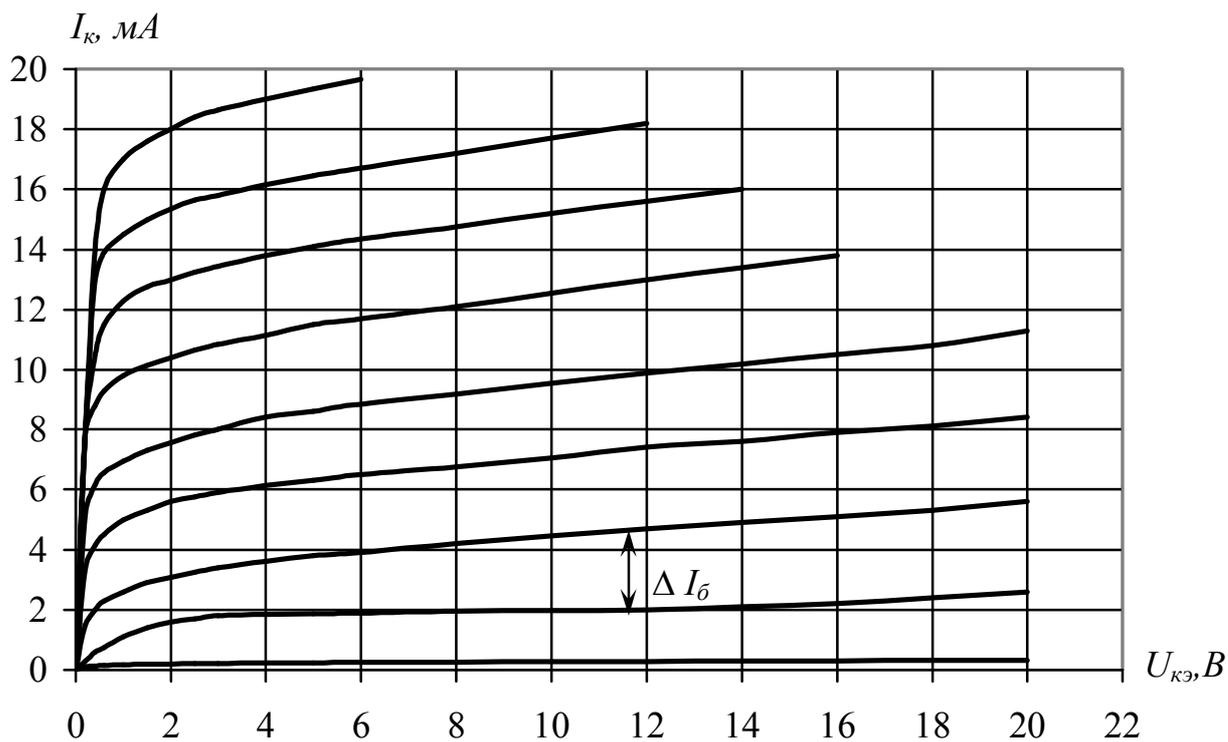


Рисунок П9 – Семейство выходных статических характеристик транзистора КТ368А, Б:  $\Delta I_{\text{б}} = 20 \text{ мкА}$ .

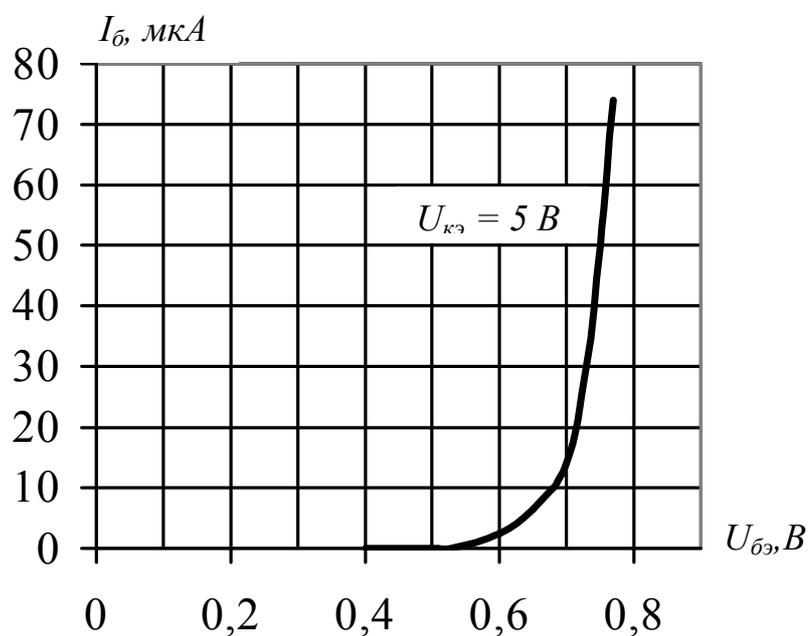


Рисунок П10 – Входная характеристика транзистора КТ368А, Б

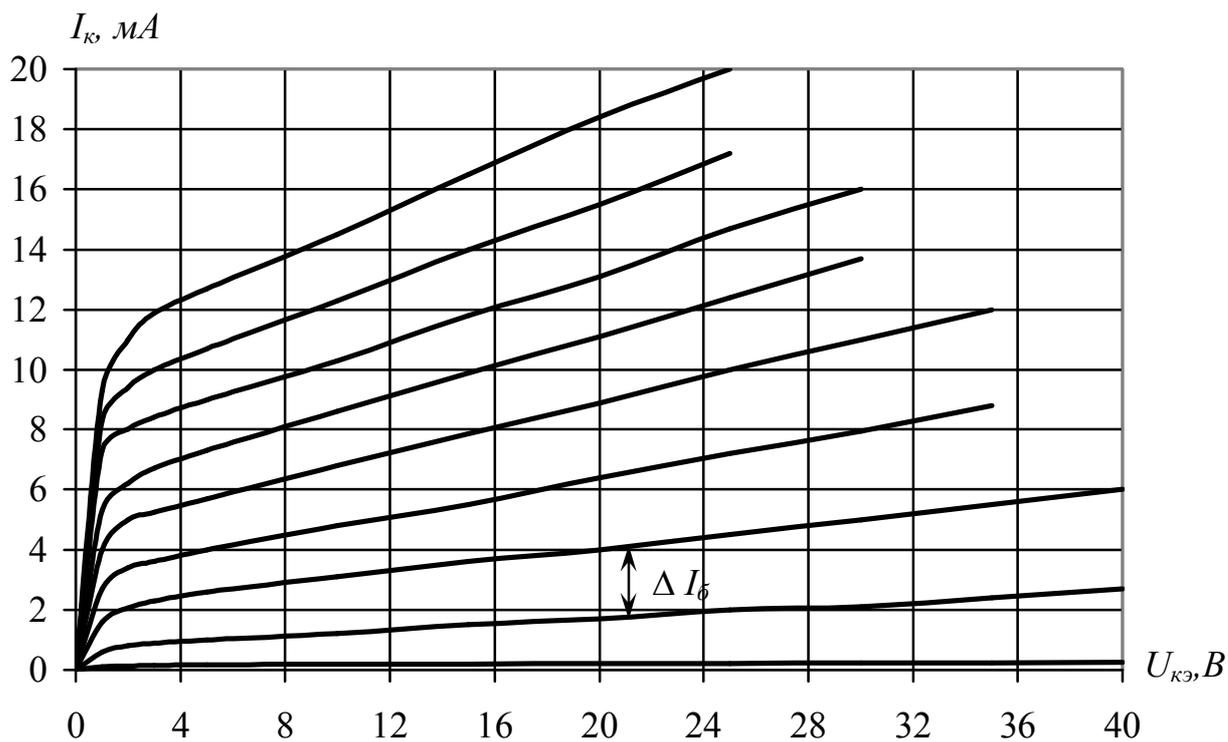


Рисунок П11 – Семейство выходных статических характеристик транзистора КТ501: КТ501А,Г,Ж,Л –  $\Delta I_б = 50$  мкА; КТ501Б,Д,И,М –  $\Delta I_б = 25$  мкА; КТ501В,Е,К –  $\Delta I_б = 10$  мкА;

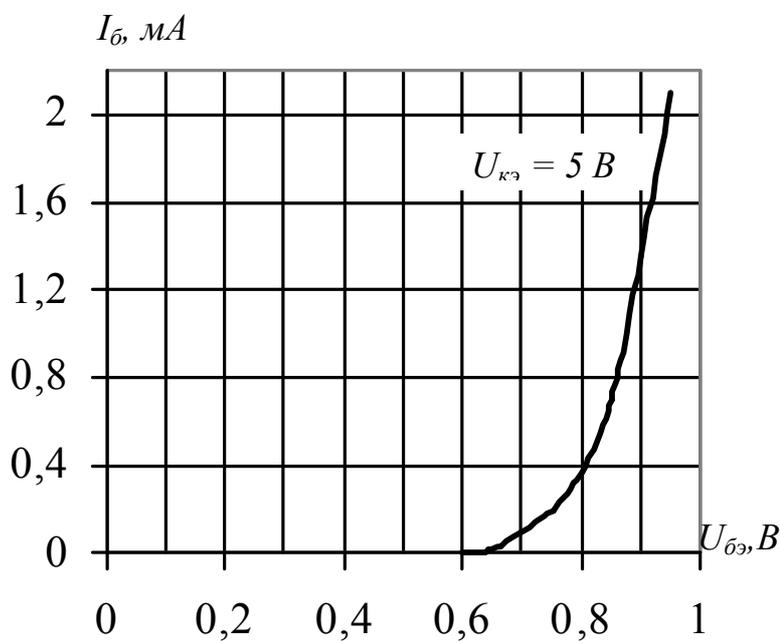


Рисунок П12 – Входная характеристика транзистора КТ501А-К

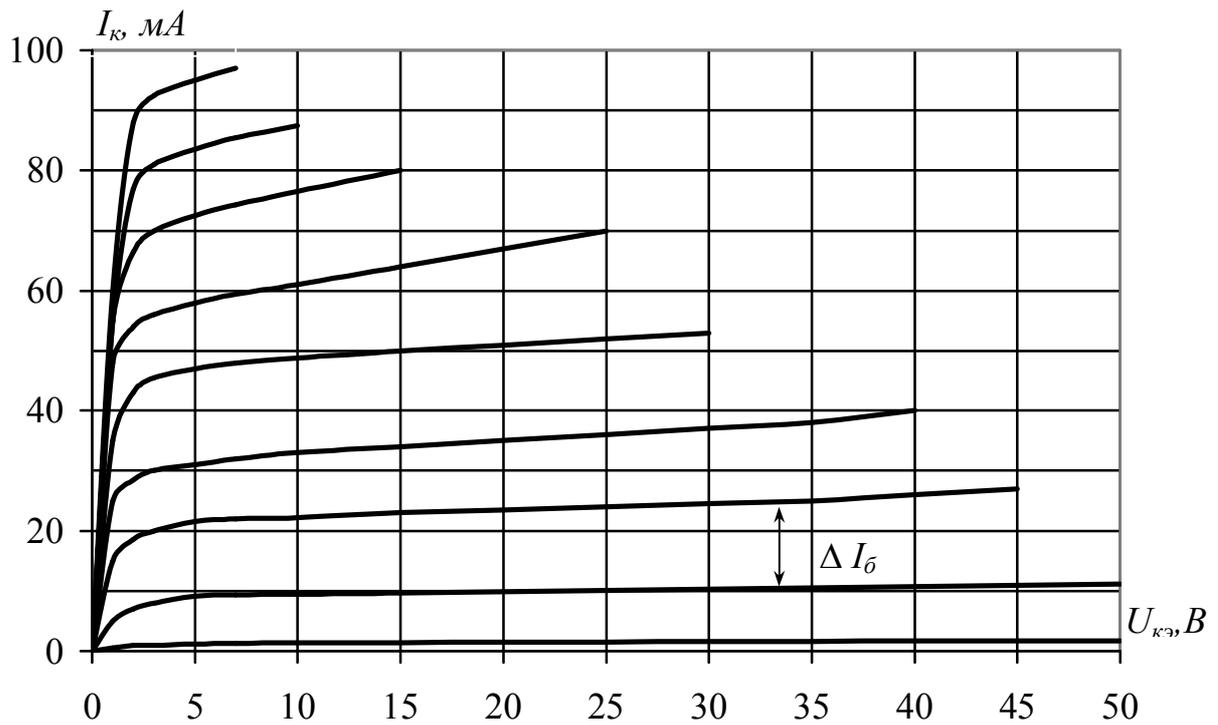


Рисунок П13 – Семейство выходных статических характеристик транзистора КТ630: КТ630А,В,Д– $\Delta I_б=120$  мкА; КТ630Б,Г– $\Delta I_б=65$  мкА; КТ630Е– $\Delta I_б=35$  мкА.

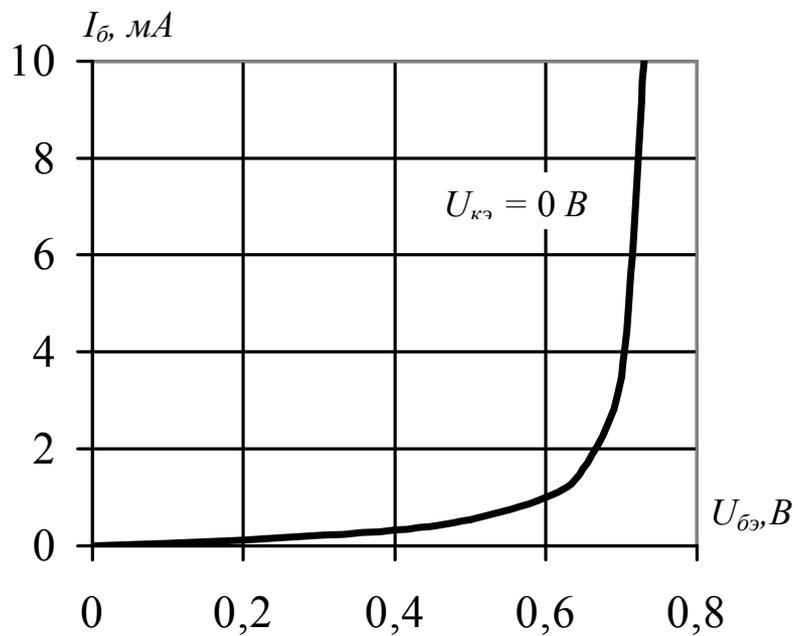


Рисунок П14 – Входная характеристика транзистора КТ630

## Литература

1. Травин Г.А.. Основы схемотехники устройств радиосвязи, радиовещания и телевидения: Учебное пособие для вузов. – 2-е изд., испр. – М.: Горячая линия–Телеком, 2009.–592с.
2. Травин Г.А.. Основы схемотехники устройств радиосвязи, радиовещания и телевидения: Учебное пособие.– М.: Высшая школа, 2007.–606с.
3. В.Н. Павлов, В.Н. Ногин. Схемотехника аналоговых электронных устройств – 2-е изд., испр. – М.: Горячая линия-Телеком, 2001. - 320с.
4. Цыкин Г.С. Усилительные устройства: Учебник для вузов.–М.: Связь, 1971.–368с.
5. Остапенко Г.С. Усилительные устройства: Учебное пособие для вузов.–М.: Радио и связь, 1989.–400.
6. Справочная книга радиолюбителя-конструктора/Под ред. Н.И. Чистякова.– М.: Радио и связь, 1990.–624с.
7. Архипов С.Н., Барсукова М.В., Травин Г.А. Сборник задач и упражнений по курсу «Основы схемотехники». Часть 1: методические указания – Новосибирск: Изд-во СибГУТИ, 2003. – 30с.

