

621.375(075)

№ 5101-1

**Объявляется набор в магистратуру
в 2021г.**

По направлению:
12.04.01 Приборостроение
Направленность (профиль) программы:
(Технологии цифрового города)

**Все вопросы по почте:
ankravets@mail.ru**

Кафедра радиоприемных устройств
и телевидения

Учебно-методического пособие
по курсу
**Схемотехника аналоговых электронных
устройств**
Часть 1

Для студентов всех форм обучения



Таганрог
Издательство Южного федерального университета
2016

УДК 621.375(075.8)+621.382(075.8)

Кравец А.В. Учебно-методическое пособие по курсу «Схемотехника аналоговых электронных устройств». Часть 1. – Таганрог: Изд-во ЮФУ, 2016. – 80 с.

В данной работе изложен теоретический материал соответствующий объему 1-го модуля курса «Схемотехника аналоговых электронных устройств». Приведены примеры практических расчетов.

Соответствует программе курса «Схемотехника аналоговых электронных устройств» для студентов всех форм обучения по направлению «Радиотехника».

Ил. 44. Библиогр.: 8 назв.

Рецензент Лобач В.Т., канд. техн. наук, профессор кафедры РТС ИРСУ ЮФУ.

Оглавление

1. Параметры и характеристики усилителей электрических сигналов.....	5
2. Простейшие усилительные каскады, задание рабочей точки.....	15
3. Основные схемы усилительных каскадов на биполярном транзисторе.....	22
3.1. Схема с общим эмиттером.....	22
3.1.1. <i>Схема с общим эмиттером в области средних частот.....</i>	<i>22</i>
3.1.2. <i>Схема с общим эмиттером в области низких частот.....</i>	<i>26</i>
3.1.3. <i>Схема с общим эмиттером в области высоких частот.....</i>	<i>29</i>
3.2. Схема с общей базой.....	35
3.2.1. <i>Схема с общей базой в области средних частот.....</i>	<i>35</i>
3.2.2. <i>Схема с общей базой в области низких частот.....</i>	<i>37</i>
3.2.3. <i>Схема с общей базой в области высоких частот.....</i>	<i>37</i>
3.3. Схема с общим коллектором (эмиттерный повторитель).....	38
3.3.1. <i>Схема с общим коллектором в области средних частот.....</i>	<i>38</i>
3.3.2. <i>Схема с общим коллектором в области низких частот.....</i>	<i>42</i>
3.3.3. <i>Схема с общим коллектором в области высоких частот.....</i>	<i>42</i>
4. Обратная связь (ОС)	43
4.1. Основные параметры и определения.....	43
4.2. Параллельная обратная связь по напряжению (У-типа).....	46

4.3. Последовательная обратная связь по напряжению (Н-типа).....	47
4.4. Последовательная обратная связь по току (Z-типа)....	49
4.5. Параллельная обратная связь по току (G-типа).....	50
4.6. Влияние обратной связи на нелинейные искажения и помехи.....	51
4.7. Влияние последовательной ООС по напряжению на стабильность коэффициента усиления усилителя.....	52
4.8. Расширение полосы рабочих частот в малосигнальном режиме с помощью обратной связи.....	54
4.9. Устойчивость усилителей с отрицательной обратной связью.....	54
5. Динамические нагрузки усилительных каскадов	57
5.1. Общие сведения.....	57
5.2. Каскад с динамической нагрузкой.....	58
5.3. Токовое зеркало.....	60
6. Дифференциальный каскад (ДК).....	63
6.1. Общие сведения.....	63
6.2. Малосигнальные усилительные параметры ДУ.....	66
7. Широкополосные усилители.....	71
7.1. Общие сведения.....	71
7.2. Расширение полосы пропускания в области низких частот	71
7.3. Расширение полосы пропускания в области высоких частот.....	71

1. Параметры и характеристики усилителей электрических сигналов

Усилителем называется устройство, предназначенное для усиления входного сигнала. Усиление электрических сигналов на практике всегда сопровождается изменением их формы. При этом качество усилителя считается тем более хорошим, чем меньше искажения сигналов.

Усилители условно делят на усилители тока, усилители напряжения или мощности. По характеру изменения усиливаемого сигнала во времени различают усилители постоянного тока, и усилители переменного тока. К ним относятся усилители низкой частоты, усилители высокой частоты, широкополосные усилители, избирательные усилители и т.д.

Усилители имеют определенные параметры и характеристики. Наиболее важным параметром усилителя является его **коэффициент усиления**, который представляет собой отношение параметров выходного сигнала к входному.

Коэффициент усиления по напряжению $K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$,

коэффициент усиления по току $K_I = \frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}}$,

коэффициент усиления по мощности $K_P = \frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}}$.

Иногда, вместо коэффициента усиления, используется коэффициент преобразования.

Например:

$S = \frac{I_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$ – коэффициент преобразования входного

напряжения в выходной ток, называемый часто **крутизной усиления**;

$$W = \frac{P_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} \quad - \quad \text{коэффициент преобразования тока в}$$

МОЩНОСТЬ.

Коэффициенты усиления иногда оценивают в логарифмических единицах – **децибелах**:

$$K_{U_{\text{дБ}}} = 20 \lg \left(\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \right), \quad K_{I_{\text{дБ}}} = 20 \lg \left(\frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} \right), \quad K_{P_{\text{дБ}}} = 10 \lg \left(\frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} \right).$$

Изредка используется единица **Непер (Нп)**:

$$K_u = \ln \left(\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} \right), \quad K_i = \ln \left(\frac{I_{\text{вых}}}{I_{\text{вх}}} \right), \quad K_P = \frac{1}{2} \ln \left(\frac{P_{\text{вых}}}{P_{\text{вх}}} \right).$$

Логарифмические единицы удобны тем, что если известны коэффициенты усиления отдельных каскадов то общий коэффициент усиления находят как алгебраическую сумму логарифмических коэффициентов усиления отдельных каскадов.

Коэффициент усиления, как правило, является комплексной величиной, характеризуемой как модулем, так и фазой. Это связано с наличием реактивных компонентов и инерционности активных приборов.

Выходная мощность, как правило, характеризуется *номинальной выходной мощностью*. Под ней понимают мощность на выходе усилителя при работе на расчетную нагрузку и заданном коэффициенте гармоник или нелинейных искажений.

Коэффициент полезного действия представляет собой отношение выходной мощности, отдаваемой усилителем в нагрузку, к общей мощности, потребляемой от источника питания:

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

К основным характеристикам усилителя относятся: амплитудная, амплитудно-частотная, фазочастотная, амплитудно-фазовая и переходная характеристики.

Амплитудная характеристика зависимость амплитуды напряжения первой гармоники выходного напряжения от амплитуды синусоидального входного напряжения (рис.1.1):

$$U_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$$

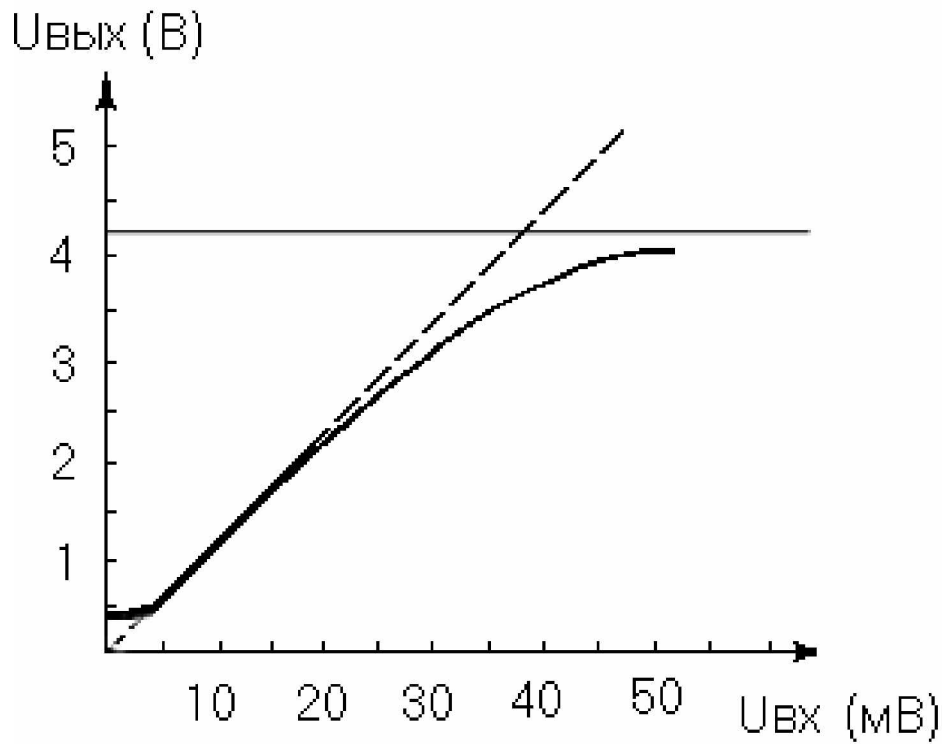


Рис. 1.1. Амплитудная характеристика усилителя

Уменьшение коэффициента усиления при больших входных сигналах определяется нелинейностью характеристик усилительных элементов – транзисторов.

По амплитудной характеристике усилителя определяют **динамический диапазон усилителя** являющийся отношением наибольшего допустимого значения входного напряжения к его наименьшему допустимому значению.

$$D = 20 \lg \left(\frac{U_{\text{вх макс}}}{U_{\text{вх мин}}} \right).$$

Динамический диапазон усилителя ограничивается, с одной стороны, уровнем собственных шумов и помех, наблюдаемых на выходе усилителя, а с другой – допустимым уровнем нелинейных искажений, т.е. предельно допустимым значениям $U_{\text{вх макс}}$.

Амплитудно-частотная характеристика усилителя (АЧХ) определяется как зависимость модуля коэффициента усиления усилителя от частоты входного сигнала (рис.1.2). По АЧХ определяют полосу пропускания усилителя, т.е. рабочий диапазон частот, в пределах которого коэффициент усиления изменяется не больше заданного.

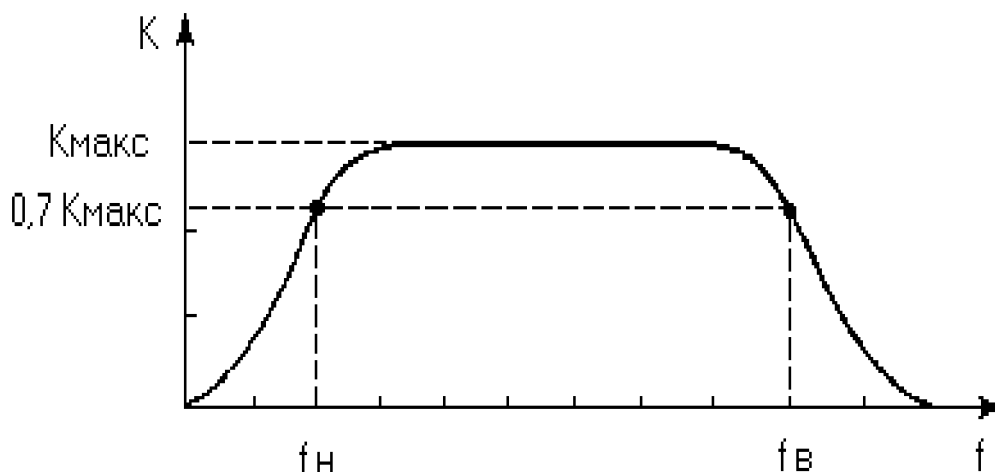


Рис. 1.2. Амплитудно-частотная характеристика усилителя

Как правило рабочий диапазон частот определяют на уровне $0,7 K_{\text{макс}}$ (рис. 1.2). АЧХ широкополосных усилителей невозможно изобразить в линейном масштабе по оси частот. Поэтому для них используют логарифмический масштаб. АЧХ, построенную в логарифмическом масштабе, иногда называют диаграммой Боде, при этом аппроксимируют при помощи касательных к вершине и склонам характеристики. Точки пересечения касательных, называют точками сопряжения, а соответствующие им частоты сопрягающими частотами. В логарифмическом масштабе граничные частоты по уровню $0,707$ соответствуют сопрягающим частотам. Изменение частоты в 2 раза называют **Октавой**, а изменение в 10 раз **Декадой**.

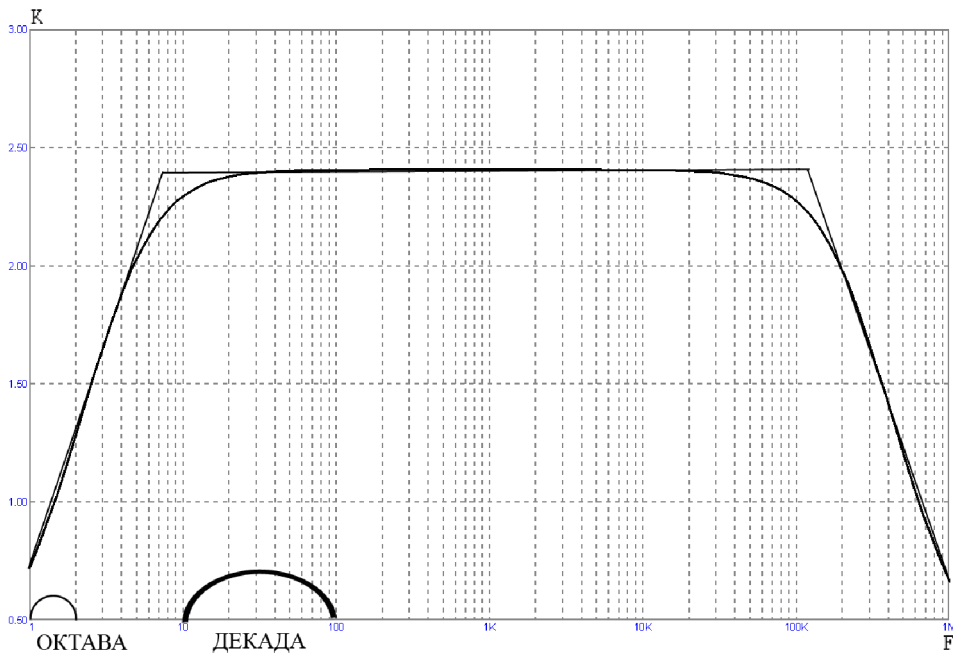


Рис.1.3. Диаграмма Боде

Фазочастотная характеристика представляет собой зависимость угла сдвига фазы между выходным и входным напряжениями от частоты входного сигнала. (рис. 1.4).

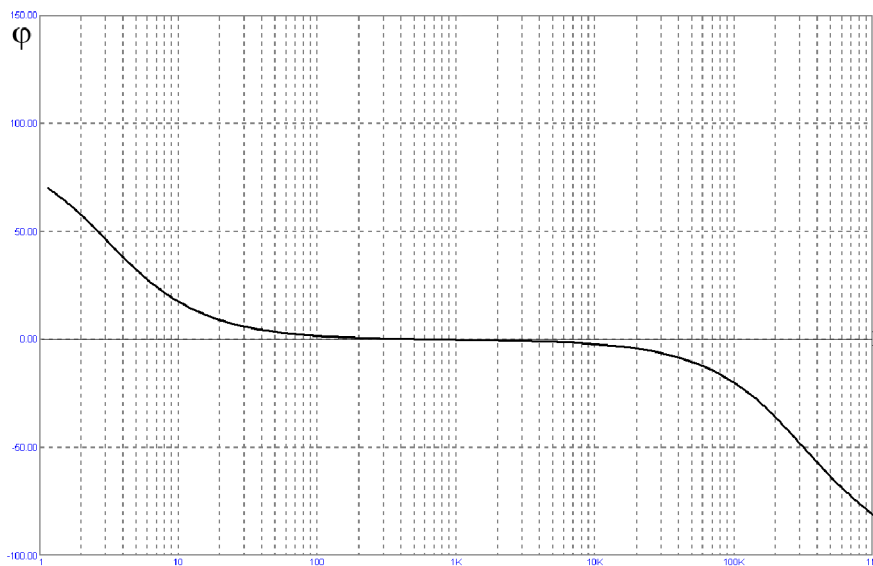


Рис.1.4. Фазочастотная характеристика усилителя

Иногда для наглядности рисуют отдельно фазовые характеристики для области низких и области высоких рабочих частот усилителя. Фазовые сдвиги в усилителях обусловлены наличием реактивных элементов и инерционными свойствами полупроводниковых приборов. Из

приведенного рис. 1.4 видно, что в области средних частот, на которых можно пренебречь влиянием реактивных элементов, присутствующих в схеме усилителя, фазочастотная характеристика линейна.

Амплитудно-фазовая характеристика – это построенная в полярной системе координат зависимость коэффициента усиления и фазового сдвига усилителя от частоты (рис. 1.5).

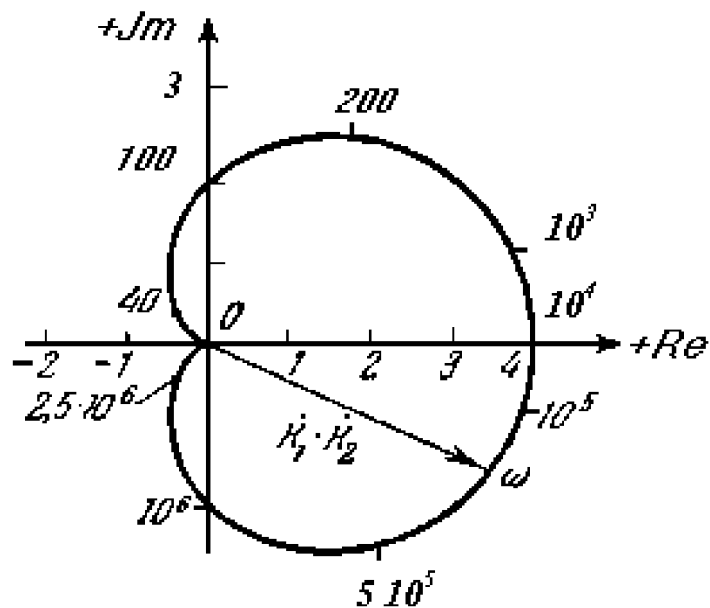


Рис. 1.5. Амплитудно-фазовая характеристика усилителя

Она объединяет в себе амплитудно-частотную и фазочастотную характеристики усилителя. Для построения этой характеристики определяют коэффициент усиления и фазу выходного напряжения в функции частоты. Каждой частоте соответствует на плоскости точка в полярных координатах. При непрерывном изменении частоты от 0 до ∞ в полярной системе координат строится кривая, которая и называется амплитудно-фазовой характеристикой.

Амплитудно-фазовая характеристика используется для определения устойчивости усилителей с обратной связью. Так, в соответствии с критерием Найквиста, усилитель с замкнутой цепью обратной связи устойчив, если амплитудно-фазовая характеристика вектора коэффициента разомкнутой петли обратной связи не охватывает точку $(-1, j0)$ и не

проходит через нее.

Переходная характеристика (рис. 1.6) используется при анализе импульсных усилителей.

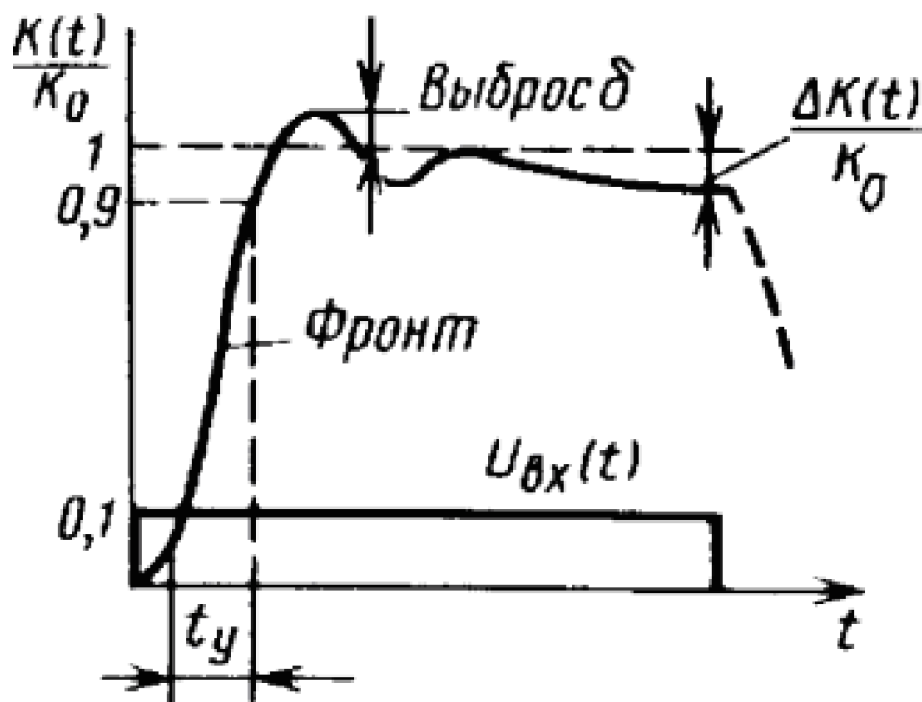


Рис. 1.6. Переходная характеристика усилителя

Данная характеристика представляет собой зависимость мгновенного значения выходного напряжения или тока от времени при действии на входе единичного скачка напряжения или тока. Переходная характеристика дает представление о прохождении сигналов сложной формы через усилитель. Так, при усилении импульсного сигнала прямоугольной формы, происходит увеличение длительности фронта импульса и снижении его вершины. Указанные изменения формы сигнала вызваны происходящими в схеме усилителя переходными процессами.

Для оценки искажений фронтов используется переходная характеристика в области малых времен, а для оценки искажений вершины импульсов — переходная характеристика в области больших времен. Указанные характеристики отличаются масштабом по оси времени.

Искажения фронта импульса характеризуют временем

задержки t_3 , которое определяется по изменению от уровня 0 до 0,5 и временем установления t_y , в течение которого выходной сигнал нарастает от уровня 0,1 до уровня 0,9 установившегося значения

$$t_y = t_{0,9} - t_{0,1}.$$

Время установления в усилителях импульсных сигналов можно определить как

$$t_y = 2,2\tau_B = 2,2/\omega_B = 2,2/2\pi f_B = 0,35/f_B,$$

где f_B – верхняя граничная частота усилителя.

В многокаскадном (в трехкаскадном) усилителе время установления:

$$t_y = \sqrt{t_{y1}^2 + t_{y2}^2 + t_{y3}^2}.$$

Выброс фронта оценивается как разность между максимальной и установившейся ординатами переходной характеристикой $\delta = y_{\max} - 1$. Искажения вершины усиливаемых импульсов оценивают относительной величиной изменения ординаты Δ (обычно в процентах) в течение длительности прямоугольного импульса $t_{и}$. Искажение вершины импульсных сигналов оценивают относительным значением спада плоской вершины $\Delta = \frac{\Delta K}{K}$,

где: ΔK – величина спада плоской вершины к моменту окончания выброса,

K – единичный уровень усиления.

Искажение вершины импульсных сигналов можно приблизительно определить из выражения $\Delta \approx \frac{t_u}{\tau_1}$,

где $t_{и}$ – длительность входного сигнала, τ_1 – постоянная времени переходной цепи.

В многокаскадном (например, в трехкаскадном) усилителе искажение вершины импульсного сигнала на выходе усилителя:

$$\Delta = \Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_3.$$

Экспериментально переходную характеристику усилителя можно получить на экране осциллографа, если подать на его вход прямоугольный импульс напряжения определенной длительности, а выход усилителя подключить к осциллографу.

Искажения в усилителях

При усилении электрических сигналов должна сохраняться их форма. Отклонение формы выходного сигнала от формы сигнала, подаваемого на его вход, называется искажением. В усилителях различают два вида искажений – **линейные** и **нелинейные**.

Форма сложного сигнала на выходе усилителя, работающего в линейном режиме, будет отличаться от формы входного сигнала в том случае, если гармонические составляющие входного сигнала будут усиливаться в усилителе неодинаково, а также, если вносимые усилителем фазовые сдвиги будут различными для отдельных гармонических составляющих. Вызываемые указанными причинами изменения формы выходного сигнала называют соответственно частотными и фазовыми искажениями.

Оценкой линейных искажений в области средних частот, на которых можно пренебречь влиянием реактивных элементов, служит **коэффициент частотных искажений**

$$M = \frac{K_{\max}}{K_i},$$

где K_{\max} – коэффициент усиления на средних частотах, для определенности обычно определяют на частоте $f_0 = \sqrt{f_H f_B}$;

K_i – коэффициент усиления на исследуемой частоте.

Обычно задают $M \leq \sqrt{2}$.

В многокаскадном усилителе $M_n = \prod_{i=1}^n M_i$

Нелинейные искажения обусловлены нелинейностями

амплитудной характеристики усилителя. При входном сигнале синусоидальной формы выходной сигнал не является синусоидальным из-за нелинейных искажений. Разложение выходного сигнала в ряд Фурье позволяет определить основную гармонику, имеющую частоту входного сигнала, и ряда высших гармоник. Их оценивают коэффициентом нелинейных искажений $K_{ни}$, или коэффициентом гармоник $K_{г}$.

Коэффициент нелинейных искажений это корень квадратный из отношения мощностей всех высших гармоник выходного сигнала, появляющихся в результате нелинейных искажений, к полной выходной мощности:

$$K_{ни} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} P_n}{P}} \quad \text{или} \quad K_{ни} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}}{A},$$

где n – номер гармоники;

A_n – амплитудное значение соответствующей гармоники выходного тока или напряжения.

Коэффициент гармоник – это корень квадратный из отношения мощностей всех высших гармоник выходного сигнала, появляющихся в результате нелинейных искажений, к мощности первой гармоники:

$$K_{г} = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{\infty} P_n}{P_1}} \quad \text{или} \quad K_{г} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} A_n^2}}{A_1},$$

где n – номер гармоники;

A_n – амплитудное значение соответствующей гармоники выходного тока или напряжения.

Часто используют коэффициент гармоник отдельно по второй, третьей и т.д. $K_{г2} = U_2/U_1 = I_2/I_1$, $K_{г3} = U_3/U_1 = I_3/I_1$.

Наличие нелинейных искажений сигнала можно определить по нелинейности амплитудной характеристики. Однако следует иметь в виду, что амплитудная характеристика малоприспособна для количественных оценок. Определение коэффициента нелинейных искажений для

синусоидального сигнала осуществляется экспериментально с помощью специального прибора.

2. Простейшие усилительные каскады, задание рабочей точки

Для нормальной работы усилительного каскада необходимо установить определенные токи и напряжения на активном приборе, которые носят название напряжений или токов смещения.

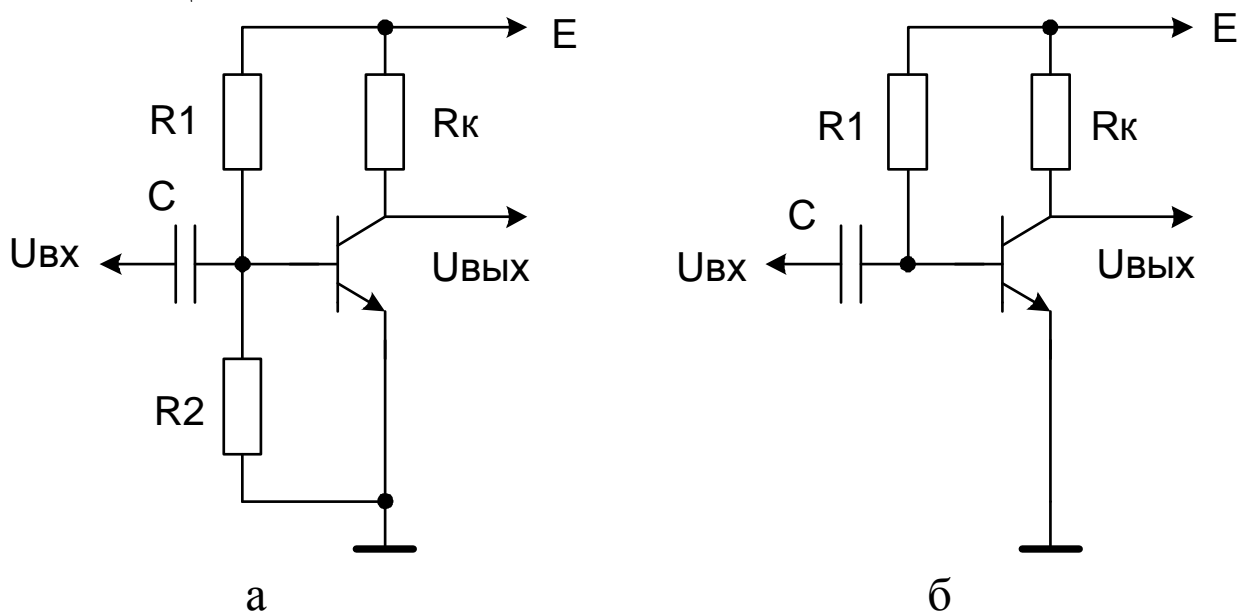


Рис. 2.1. Способы задания базового тока в статическом режиме: а – фиксированным напряжением на переходе база – эмиттер; б – фиксированным током

Если величина β транзистора изменится, например в 5 раз за счет установки другого транзистора или другой причине, то и коллекторный ток изменится в 5 раз.

Для стабилизации положения рабочей точки на линии нагрузки в схемах усилителей применяется отрицательная обратная связь по постоянному току или напряжению рис. 2.2 а, б.

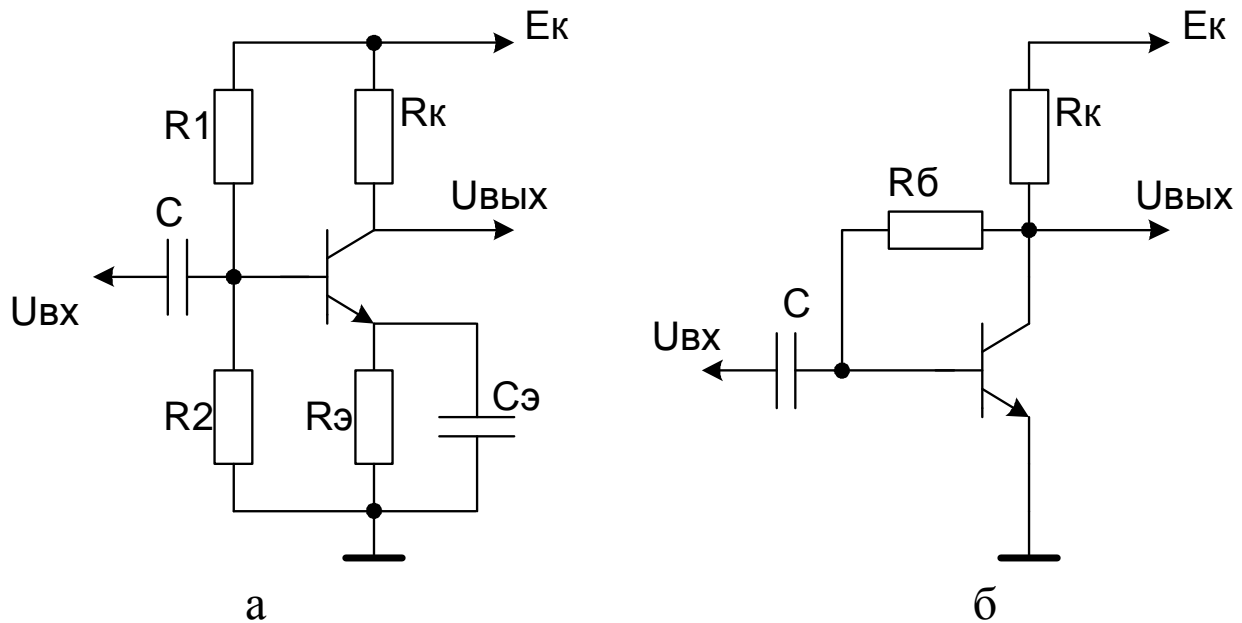


Рис. 2.2. Схемы стабилизации рабочей точки:
а – схема эмиттерной стабилизации; б – схема
коллекторной стабилизации

В схеме на рис. 2.2, а стабилизация режима осуществляется при помощи отрицательной обратной связи (ООС) по постоянному току через эмиттерный резистор (эмиттерная стабилизация). Ток коллектора в этой схеме с изменением температуры изменяется очень мало, так как увеличение тока эмиттера вызывает уменьшение разности потенциалов база – эмиттер, что препятствует увеличению тока коллектора. В стабилизированной схеме ток коллектора таким образом изменяется в значительно меньшей степени. Блокировочный конденсатор $C_э$ исключает ООС по переменному току, сохраняет высокое значение коэффициента усиления для быстро изменяющихся сигналов.

Ток и падение напряжения на активном приборе зависят от выбора рабочей точки на семействе его входных и выходных характеристик.

Рассмотрим для примера простейший усилительный каскад на рис 2.3.

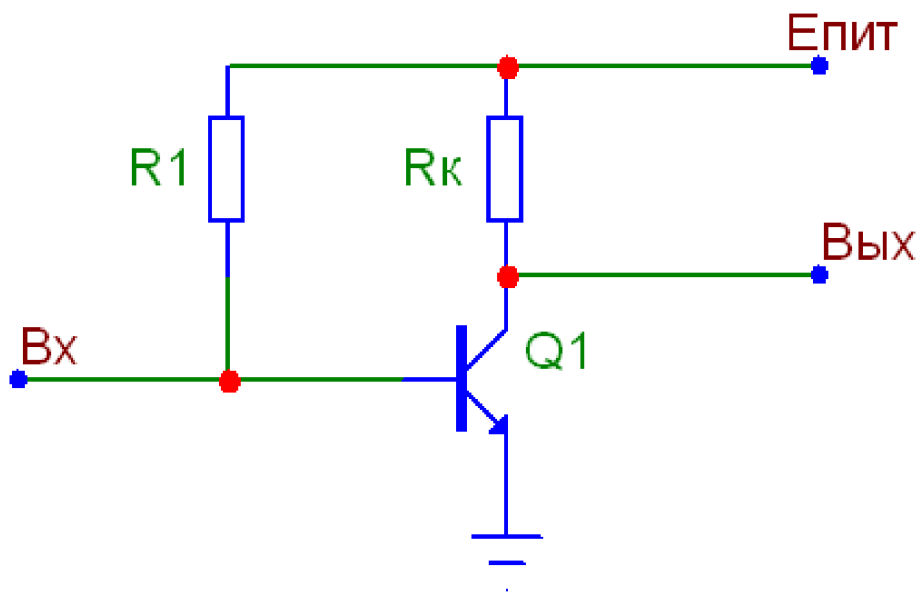


Рис 2.3. Простейший усилительный каскад

Ток и падение напряжения нелинейной цепи, как правило, определяют графоаналитическим методом. Это связано с тем, что он позволяет проводить расчеты с помощью экспериментально определенных характеристик электронного прибора.

При использовании графоаналитического метода строится линия нагрузки по постоянному току. Она представляет собой вольтамперную характеристику той части цепи, в состав которой не входит нелинейный, управляемый внешним сигналом активный прибор. В рассматриваемом случае это вольтамперная характеристика резисторов R_K .

Поэтому точкой, из которой строят вольтамперную характеристику нагрузочной части, является точка с координатами $(E_{пит}, 0)$. Это основано на том, что ток в последовательной цепи во всех компонентах одинаков, а сумма падений напряжений на них равна напряжению источника питания:

$$I_0(R_K) + U_0 = E_{пит} \quad (2.1)$$

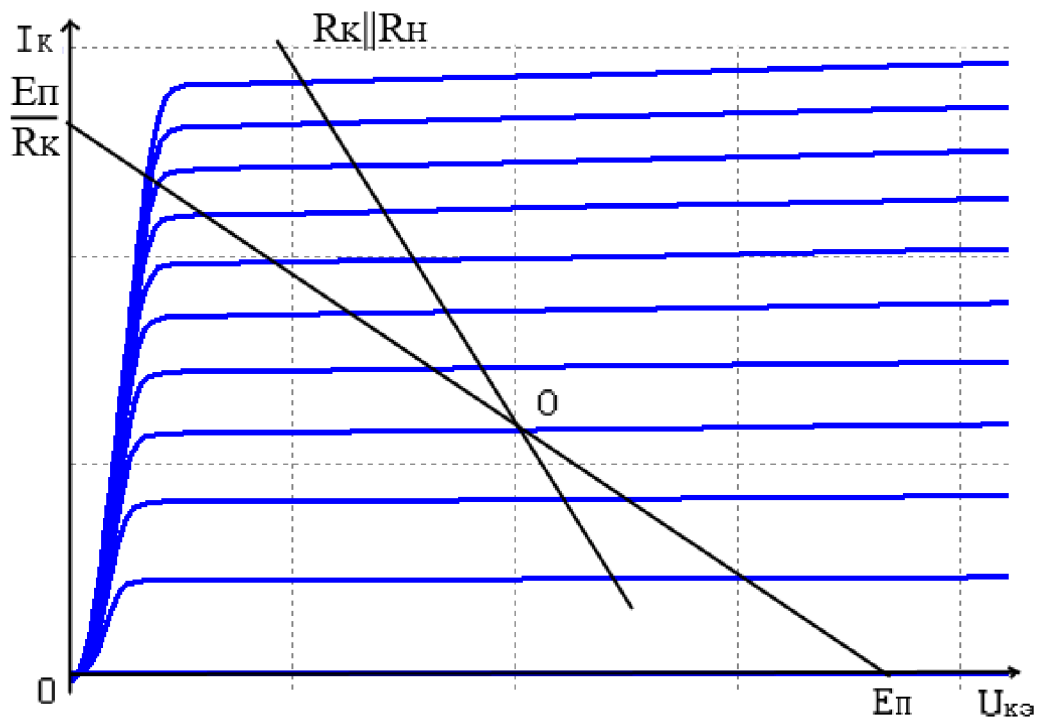


Рис 2.4. Пример построения линии нагрузки

При разных значениях управляющего сигнала токи и напряжения активного прибора будут изменяться, так же как ток I_0 и напряжение U_0 . Задача анализа усилительных каскадов в статическом режиме сводится к нахождению геометрического места точек, где справедливо уравнение (2.1). Оно определяется как совокупность *точек пересечения кривых семейства вольтамперных характеристик нелинейного активного прибора и вольтамперной характеристики остальной (нагрузочной) части обобщенной цепи.*

В рассматриваемом случае вольтамперная характеристика резистора R_K – прямая линия. Она может быть построена по двум точкам, которые легко найти из рассмотрения крайних случаев, когда нелинейный прибор имеет бесконечно большое и бесконечно малое сопротивление.

При его бесконечно большом сопротивлении $I \rightarrow 0$, а $U_0 = E_{\text{пит}}$.

При бесконечно малом внутреннем сопротивлении

$$U_0 \rightarrow 0, \text{ а } I = \frac{E_{\text{пит}}}{(R_k)}.$$

Все возможные значения токов и напряжений на нелинейном приборе лежат в точках пересечения его вольтамперной характеристики с линией нагрузки по постоянному току.

Если значения тока оказываются большими и для построения линий нагрузки следует удлинить ось I , тогда можно применить другой метод. Учитывая, что тангенс угла наклона линии нагрузки (рис. 1) равен

$$\operatorname{tg} \alpha = I_k / E_{\text{пит}} = -1 / R_k$$

и принимая во внимание масштабы токов и напряжений, из точки $E_k = 0$; $U_{кэ} = E_k$ проводят линию под углом, тангенс которого равен $(-1/R_k)$, и получают ту же самую линию нагрузки.

Рабочую точку U_0, I_0 в общем случае выбирают исходя из режима, в котором должен работать электронный прибор, а также из заданных амплитуд выходного напряжения U_m и связанного с ним тока I_m .

Кроме того, требуется, чтобы напряжения, токи и мощности, рассеиваемые на электронных приборах, не превышали предельно допустимых значений

$$U_0 + U_m < U_{\text{max}}, \quad I_0 + I_m < I_{\text{max}}, \quad U_0 I_0 < P_{\text{max}}. \quad (2.2)$$

На нагрузочной прямой для постоянного тока выбирают положение рабочей точки O . Если каскад предназначен для усиления малых сигналов, то рабочую точку берут на том участке, где изменения сигнала на управляющих электродах вызовут наибольшие изменения выходного тока. При этом стремятся обеспечить такой режим, чтобы мощность, потребляемая каскадом, была минимальной.

Через выбранную рабочую точку O проводят линию нагрузки по переменному току, которая в общем случае отличается от линии нагрузки по постоянному току и только

при $R \rightarrow \infty$ совпадает с ней. Это обусловлено тем, что сопротивление, стоящее в выходной цепи транзистора R_{κ} , шунтируется сопротивлением нагрузки $R_{\text{н}}$, подключенным через конденсатор C_2 . Сопротивление конденсатора зависит от частоты $X_c = 1/(j\omega C)$. Поэтому результирующее сопротивление имеет разные значения для переменного и постоянного токов.

При построении линии нагрузки по переменному току сопротивление конденсатора C_2 считают равным нулю и через точку O проводят прямые линии, тангенс наклона которых равен

$$\operatorname{tg} \alpha = -1/(R_{\text{н}} \parallel R).$$

Если рабочая точка выбрана правильно, то при изменении выходного напряжения в пределах $\pm U_m$ транзисторы находятся в активном режиме и рассеиваемая на них мощность не превышает допустимую. Это связано с тем, что динамическая нагрузочная прямая и линия допустимой мощности рассеяния не пересекаются. Напряжения питания E меньше $U_{\text{кэ max}}$. Следовательно, параметры рабочей точки выбраны правильно и каскад будет обеспечивать амплитуду выходного напряжения U_m на сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}}$.

В общем случае последовательно с активным прибором могут быть включены нелинейные элементы и вместо прямой будет «кривая» нагрузки по постоянному току, причем система координат, в которой строится эта вольтамперная характеристика, отличается от общепринятой. За напряжение, приложенное к ней, берется значение разности напряжений питания и падения напряжения на активном приборе.

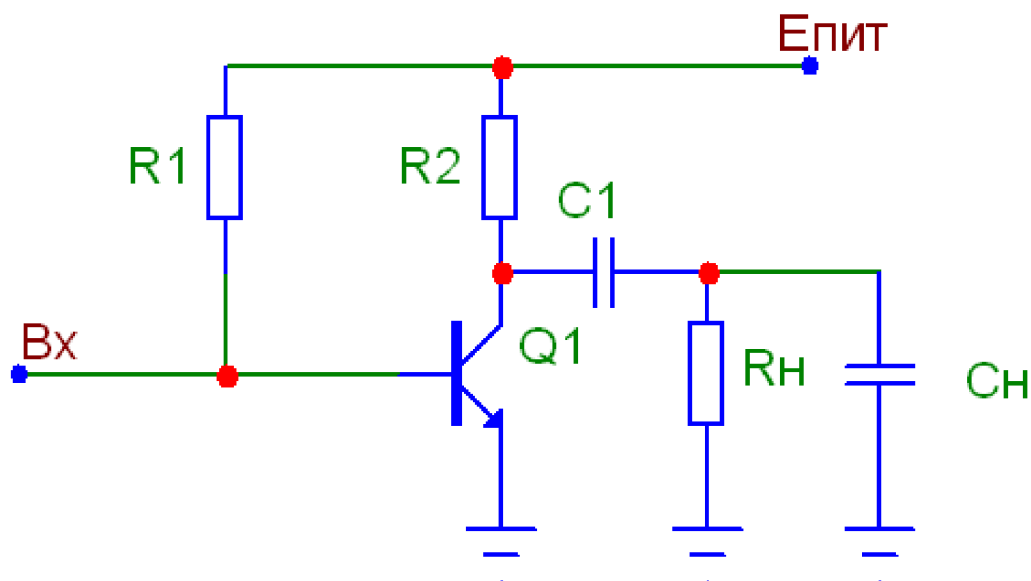


Рис 2.4. Усилительный каскад с емкостной нагрузкой

При комплексной нагрузке, например, при резистивно-емкостном ее характере между сигнальными изменениями тока и напряжения наблюдаются фазовые сдвиги, в результате чего РТ в процессе усиления сигналов перемещается на плоскости выходных ВАХ транзистора не по линии, а по контуру, называемому *траекторией движения рабочей точки*. Конфигурация этой траектории зависит от формы сигнала, его интенсивности и скорости изменения во времени, а также от степени отклонения характера нагрузки от резистивного.

При комплексной нагрузке рабочая точка может существенно отклоняться от нагрузочной характеристики, что в ряде случаев может приводить к ее выходу за пределы области безопасной работы и перегрузке выходной цепи по току (при емкостном характере нагрузки), напряжению (при индуктивном) и по току и напряжению (при индуктивно-емкостном). В целях предотвращения выхода из строя транзисторов в цепь нагрузки часто включают специальные элементы защиты, такие как диоды, стабилитроны, варисторы.

3. Основные схемы усилительных каскадов на биполярном транзисторе

3.1. Схема с общим эмиттером

3.1.1. Схема с общим эмиттером в области средних частот

В усилительных каскадах в качестве нагрузки довольно часто используют резисторы, а для связи между усилителями применяют разделительные конденсаторы. Такие усилители называются усилителями с RC - связью или усилителями RC-типа.

В усилителях RC-типа транзисторы могут быть включены по схеме ОЭ, ОБ, ОК. На рис. 3.1 приведена схема усилителя RC типа с ОЭ. В этой схеме резисторы R_1 , R_2 и $R_э$ задают необходимое смещение на переходе «база–эмиттер» и обеспечивают необходимую стабилизацию рабочей точки. Резистор $R_э$ вносит ООС по постоянному току.

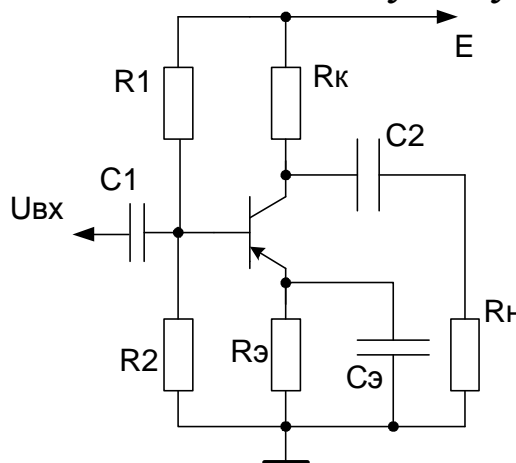


Рис. 3.1. Усилитель RC-типа по схеме ОЭ

Для стабилизации потенциала базы относительно общей шины ток через резисторы R_1 и R_2 выбирают в несколько раз большим тока базы. В этом случае ток коллектора с изменением температуры будет изменяться очень мало, так как увеличение тока эмиттера (при увеличении температуры) вызывает уменьшение разности потенциалов база–эмиттер, что препятствует увеличению тока коллектора.

Конденсаторы C_1 , C_2 – разделительные конденсаторы.

Они разделяют постоянные и переменные составляющие входной и выходной цепи C_3 – блокировочный конденсатор. Он устраняет ООС по переменному току. При его отсутствии коэффициент усиления по переменному напряжению будет очень мал и приблизительно равен отношению коллекторного и эмиттерного резисторов.

При проектировании усилительных устройств требуется определять постоянные и переменные составляющие токов и напряжений. Постоянные составляющие характеризуют режим работы транзистора, а переменные составляющие – величины усиливаемых сигналов. Постоянные составляющие токов и напряжений сравнительно просто и достаточно точно можно определить графически по соответствующим ВАХ-характеристикам транзистора. При определении же переменных составляющих токов и напряжений почти всегда отдается предпочтение аналитическим методам расчета с использованием эквивалентных схем.

Анализ работы транзисторных усилителей обычно проводят для областей средних, низких и высоких частот. В области средних частот коэффициент усиления усилителя постоянен и линейных искажений не наблюдается. Так как линейные искажения обусловлены имеющимися в усилителе реактивными элементами, то очевидно, что в области средних частот разделительные и блокировочные конденсаторы не влияют на работу усилителя и их можно считать короткозамкнутыми. По переменному току источник питания также считается короткозамкнутым. Паразитные емкости транзистора, емкость монтажа и нагрузки при этом считаются разомкнутыми. Учитывая вышесказанное, рассматриваемый усилительный каскад (рис. 3.1) можно представить в виде эквивалентной схемы (рис. 3.2). Здесь транзистор представлен в виде упрощенной эквивалентной схемы, а делитель из резисторов R_1 и R_2 заменен одним резистором $R = R_1 // R_2$.

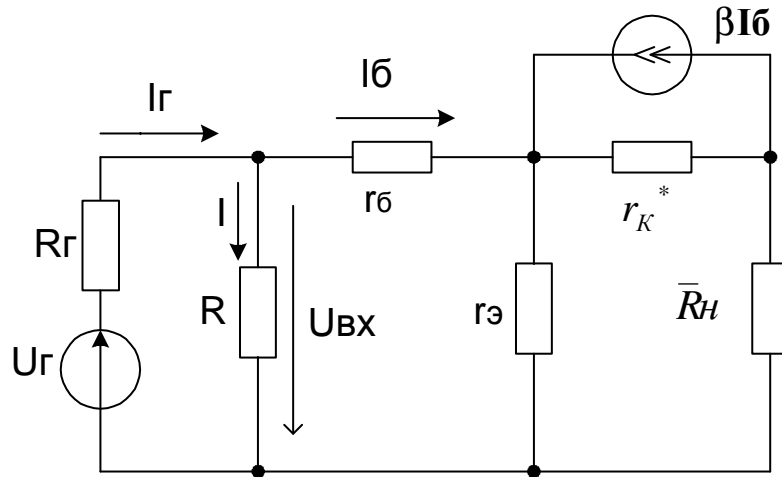


Рис. 3.2. Эквивалентная схема усилителя RC-типа по схеме ОЭ

Входное сопротивление транзистора

$$r_{\text{вх}\text{Э}} = \frac{U_{\text{вх}}}{I_{\text{б}}} = \frac{I_{\text{б}}(r_{\text{б}} + r_{\text{э}}) + I_{\text{к}} \cdot r_{\text{э}}}{I_{\text{б}}} = r_{\text{б}} + r_{\text{э}} + \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{б}}} \cdot r_{\text{э}} =$$

$$r_{\text{б}} + r_{\text{э}} + \frac{(\beta \cdot r_{\text{к}} - r_{\text{э}}) \cdot r_{\text{э}}}{r_{\text{э}} + r_{\text{к}} + \bar{R}_{\text{н}}},$$

где $\bar{R}_{\text{н}} = R_{\text{н}} // R_{\text{к}}$.

Если $r_{\text{к}}^* \gg \bar{R}_{\text{н}}$, то

$$r_{\text{вх}\text{Э}} = r_{\text{б}} + r_{\text{э}}(1 + \beta). \quad (3.1)$$

Входное сопротивление усилительного каскада с учетом резисторов R_1 и R_2 будет меньше:

$$R_{\text{вх}} = r_{\text{вх}\text{Э}} // (R_1 // R_2).$$

Коэффициент усиления по току усилительного каскада $K_I = I_{\text{н}}/I_2$ можно найти, определив ток, потребляемый от источника сигнала I_2 и ток, протекающий по сопротивлению нагрузки, для чего воспользуемся эквивалентной схемой для входной цепи транзистора в области средних частот, представленной на рис. 3.3.

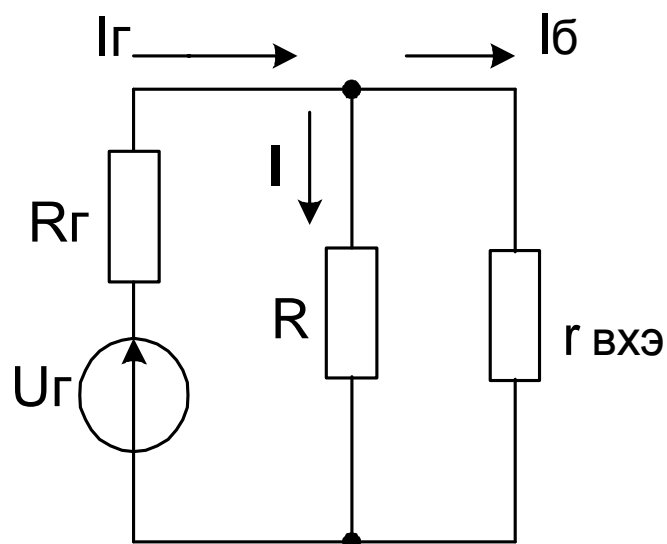


Рис. 3.3. Эквивалентная схема входной цепи усилителя с ОЭ на средних частотах

Выражение для тока I_2

$$I_{\Gamma} = I_{\delta} + I = I_{\delta} \cdot \left(\frac{R + r_{\text{вх}\ \text{э}}}{R} \right).$$

Очевидно, что выходную цепь усилителя также можно представить в виде рис. 3.3, только вместо тока I_2 в этой схеме будет ток коллектора I_{κ} , и вместо резисторов R и $r_{\text{вх}\ \text{э}}$ — соответственно резисторы R_{κ} и $R_{\text{н}}$. Тогда по аналогии можно записать

$$I_{\kappa} = I_{\text{н}} \cdot \frac{R_{\kappa} + R_{\text{н}}}{R_{\kappa}},$$

откуда определяется ток

$$I_{\text{н}} = I_{\kappa} \cdot \frac{R_{\kappa}}{R_{\kappa} + R_{\text{н}}}.$$

Подставим найденные значения токов в выражение (3.1) и найдем

$$K_I = K_I' \frac{R_{\kappa}}{R_{\kappa} + R_{\text{н}}} \cdot \frac{R}{R + r_{\text{вх}\ \text{э}}}.$$

В этом выражении коэффициенты $\frac{R_K}{R_K + R_H}$ и $\frac{R}{R + r_{ex}}$ представляют собой коэффициенты токораспределения в выходной и во входной цепи усилителя.

Коэффициент усиления по напряжению $K_U' = U_{вых} / U_{вх}$:

$$K_U' = \frac{I_K \cdot \bar{R}_H}{I_B \cdot r_{ex\vphantom{\varepsilon}}} = \frac{I_{\bar{\sigma}} \cdot (\beta \cdot r_K - r_{\varepsilon}) \cdot \bar{R}_H}{I_B \cdot r_{ex\vphantom{\varepsilon}} \cdot (r_{\varepsilon} + r_K + \bar{R}_H)} = \frac{(\beta \cdot r_K - r_{\varepsilon}) \cdot \bar{R}_H}{(r_{\varepsilon} + r_K + \bar{R}_H) \cdot r_{ex\vphantom{\varepsilon}}}.$$

Если $r_K^* \gg \bar{R}_H$, то

$$K_U' \approx \beta \cdot \frac{\bar{R}_H}{r_{ex\vphantom{\varepsilon}}}.$$

Для определения выходного сопротивления рассмотрим вновь эквивалентную схему, приведенную на рис. 3.2.

Так как $r_{\varepsilon} \ll r_K^*$, то r_{ε} без большой погрешности можно считать по переменному току короткозамкнутым. Тогда выходное сопротивление усилителя $r_{вых} = r_K^* // R_K$. При низкоомной нагрузке, когда $R_K \ll r_K^*$, выходное сопротивление усилителя будет определяться величиной сопротивления резистора, включенного в коллекторную цепь транзистора R_K .

3.1.2. Схема с общим эмиттером в области низких частот

В области низких частот необходимо учитывать влияние на АЧХ разделительных и блокировочных конденсаторов. Рассмотрим вначале влияние разделительного конденсатора C_1 , для чего воспользуемся эквивалентной схемой входной цепи транзистора, представленной на рис. 3.4. При этом будем считать, конденсаторы C_2 и C_3 выбраны достаточно большой емкости и не влияют на АЧХ усилителя.

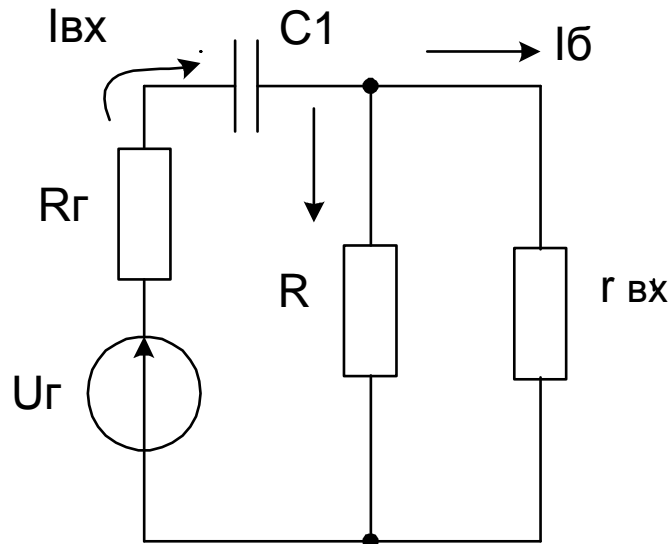


Рис. 3.4. Эквивалентная схема входной цепи усилителя
ОЭ в области низких частот

Входной ток усилителя при синусоидальном входном сигнале, как это следует из эквивалентной схемы для входной цепи (рис. 3.4):

$$I_{\text{вх}} = U_2 \cdot \frac{1}{R_2 + R_{\text{вх}} + 1/(j\omega C_1)}.$$

Здесь $R_{\text{вх}} = R // r_{\text{вх}}$; $R = R_1 // R_2$.

При уменьшении частоты входного синусоидального сигнала увеличивается реактивное сопротивление конденсатора C_1 и уменьшается входной ток, а вместе с ним уменьшается и базовый ток, так как

$$I_{\text{б}} = I_{\text{вх}} \cdot \frac{R}{R + r_{\text{вх}}}.$$

В результате уменьшается усиление усилителя.

Оценим теперь искажения в области нижних частот количественно. Пусть $U_2(t) = U_m \sin \omega t$.

$$\text{Тогда: } I_{\text{вх}} = I_m \cdot \frac{1}{1 + 1/(j\omega C_1 (R_2 + R_{\text{вх}}))},$$

$$\text{где } I_m = \frac{U_m}{R_2 + R_{\text{вх}}}.$$

Таким образом, на низких частотах усиление напряжения

и тока уменьшается пропорционально величине

$$h(j\omega) = \frac{I_{ex}}{I_m} = \frac{1}{1 + \frac{1}{j\omega C_1 (R_2 + R_{ex})}}$$

Относительное уменьшение усиления по току или напряжению можно определить, исследуя функцию $h(j\omega)$. Модуль и аргумент $h(j\omega)$ определяются следующими выражениями:

$$|h(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_{н1})^2}}, \quad \varphi_{C1} = \arctg\left(\frac{1}{\omega\tau_{н1}}\right),$$

где $\tau_{н1} = C_1(R_2 + R_{ex})$ — постоянная времени цепи заряда и разряда входного конденсатора C_1 .

Заметим, что

$$|\vec{K}| = K_{макс} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1/\omega\tau_{н1})^2}}. \quad (3.2)$$

Здесь $K_{макс}$ — коэффициент усиления на средних частотах.

На рис. 3.5 показана зависимость $|K|$ от частоты в области низких частот. При нулевой частоте входной сигнал не проходит через разделительный конденсатор, поэтому выходное напряжение транзистора, а следовательно и его $|K|=0$. Поэтому АЧХ начинается с начала координат. По мере роста частоты входного сигнала реактивное сопротивление конденсатора C_1 уменьшается, что приводит к возрастанию его коэффициента усиления.

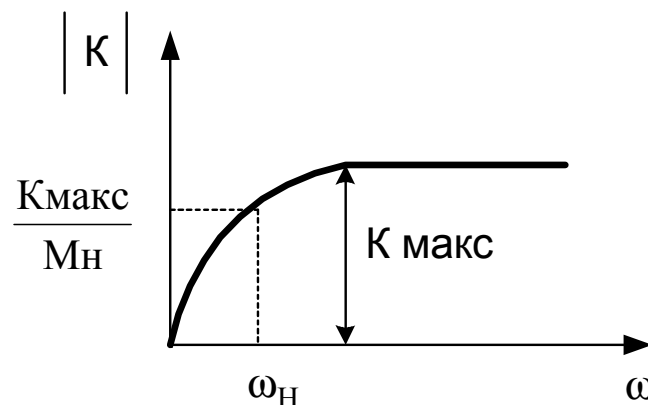


Рис. 3.5. Влияние разделительного конденсатора на АЧХ усилителя

Следует отметить, что влияние конденсатора C_2 аналогично влиянию входного конденсатора C_1 с той лишь разницей, что оно приводит к непосредственному уменьшению тока нагрузки, а следовательно, и выходного напряжения.

Действительно, представив выходную цепь в виде источника напряжения с внутренним сопротивлением $R_{\text{вых}} = r_K^* // R_K$, можно определить влияние конденсатора C_2 при помощи эквивалентной схемы рис. 3.6. Из приведенного рисунка видно, что все предыдущие выводы распространяются и на данный случай. Разница состоит в том, что искажения на низких частотах вызваны емкостью конденсатора C_2 , постоянная времени цепи заряда и разряда которого

$$\tau_{н2} = C_2(R_{\text{вых}} + R_{\text{н}}). \quad (3.4)$$

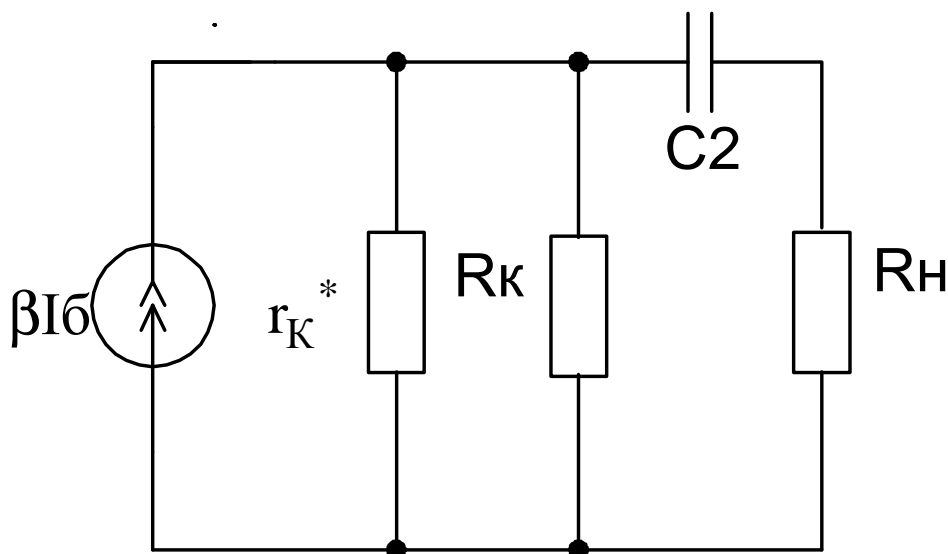


Рис. 3.6. Эквивалентная схема выходной цепи усилителя ОЭ в области низких частот

3.1.3. Схема с общим эмиттером в области высоких частот

В области высоких частот в эквивалентной схеме транзистора необходимо учитывать реактивные элементы. Наиболее полно отражает свойства транзистора на высоких

частотах гибридная П-образная эквивалентная схема замещения транзистора, приведенная на рис. 3.7.

В этой схеме r_b – объемное сопротивление области базы, т.е. сопротивление полупроводникового материала между выводом базы и ее активной областью, примыкающей к той части базы, через которую проходит диффузия неосновных носителей. Величина этого сопротивления в значительной степени зависит от типа транзистора и положения рабочей точки и может изменяться от нескольких единиц до 100 Ом. Влияние сопротивления r_b проявляется на высоких частотах, так как через него проходит ток двух внутренних емкостей $C_{бэ}$ и $C_{кб}$.

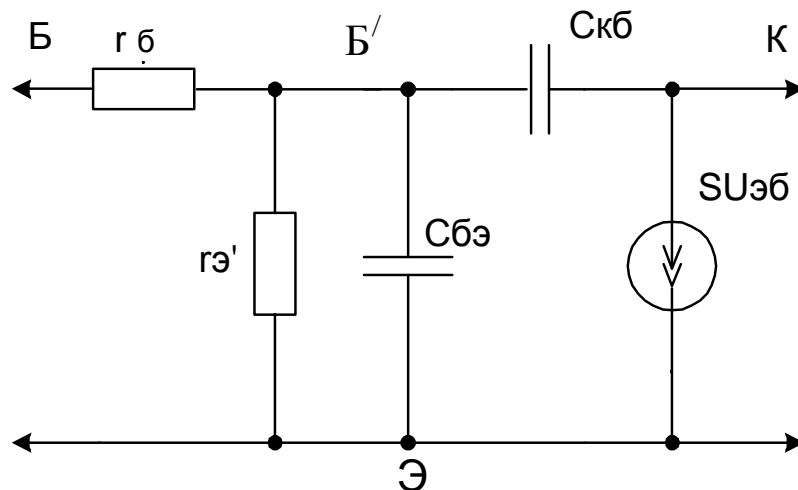


Рис. 3.7. Гибридная П-образная схема замещения транзистора: $C_{кб}$ – емкость обратно смещенного коллекторного перехода; $C_{бэ}$ – некоторая эквивалентная емкость, включенная параллельно входному сопротивлению транзистора $r_э'$

Одна составляющая этой емкости обусловлена емкостью эмиттерного перехода, другая, большая часть емкости связана с накоплением неосновных носителей заряда в области базы и емкости, обусловленной пространственным зарядом эмиттерного перехода.

Параметры эквивалентной схемы рис. 3.7 при заданном

постоянном коллекторном токе можно получить, воспользовавшись паспортными данными транзистора:

$$\beta_0 = h_{21э}; \quad S = I_{\kappa} / U_{эб}; \quad C_{кб}; \quad r'_э = \beta_0 / S.$$

Для определения емкости $C_{бэ}$ рассмотрим усилитель с ОЭ в режиме короткого замыкания выходной цепи, на входе которого включен малосигнальный источник тока (рис. 3.8). Такой режим не встречается на практике, однако он характеризует влияние емкостей $C_{бэ}$ и $C_{кб}$ на частотную характеристику транзистора.

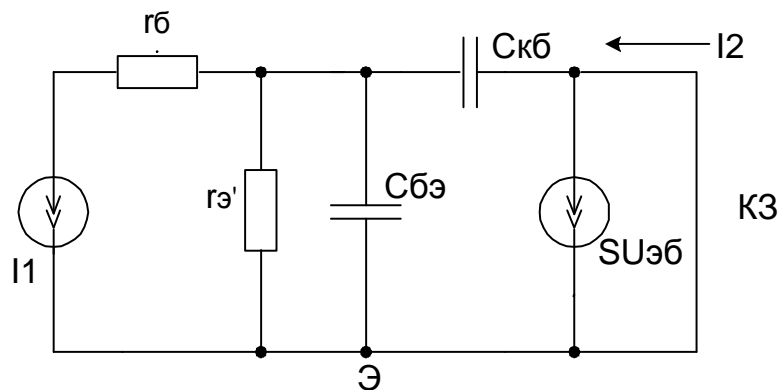


Рис. 3.8. Эквивалентная схема транзистора в режиме короткого замыкания выходной цепи

Из рис. 3.8 видно, что при коротком замыкании на выходе усилителя емкости $C_{бэ}$ и $C_{кб}$ оказываются включенными параллельно. Тогда

$$\dot{U}_{бэ} = \dot{I}_1 \cdot \left(r'_э \parallel \frac{1}{j\omega(C_{кб} + C_{бэ})} \right) = \dot{I}_1 \cdot \frac{r'_э}{1 + j\omega r'_{э} (C_{кб} + C_{бэ})}.$$

Другим результатом короткого замыкания на выходе является то, что весь ток генератора $SU_{эб}$ проходит на выход; следовательно, через конденсатор $C_{кб}$ ток не течет. Поэтому можно записать передаточную функцию для $\beta(j\omega)$ в следующем виде:

$$\beta(j\omega) = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{S \dot{U}_{эб}}{\dot{I}_1} = \frac{\beta_0}{1 + j\omega r'_э (C_{кб} + C_{бэ})}.$$

Передаточная функция $\beta(j\omega)$ имеет единственный полюс.

Частота, соответствующая этому полюсу, обозначается ω_β , т.е.

$$\omega_\beta = \frac{1}{r'_e (C_{эб} + C_{кб})}$$

Для частот, превышающих ω_β , коэффициент усиления тока короткого замыкания падает на 6 дБ на октаву.

Зависимость величины ω_β от частоты представлена на рис. 3.9 в логарифмическом масштабе. Пунктиром обозначены асимптоты, а зависимость коэффициента усиления при коротком замыкании выходной цепи показана сплошной кривой. Точка пересечения асимптот соответствует частоте ω_β .

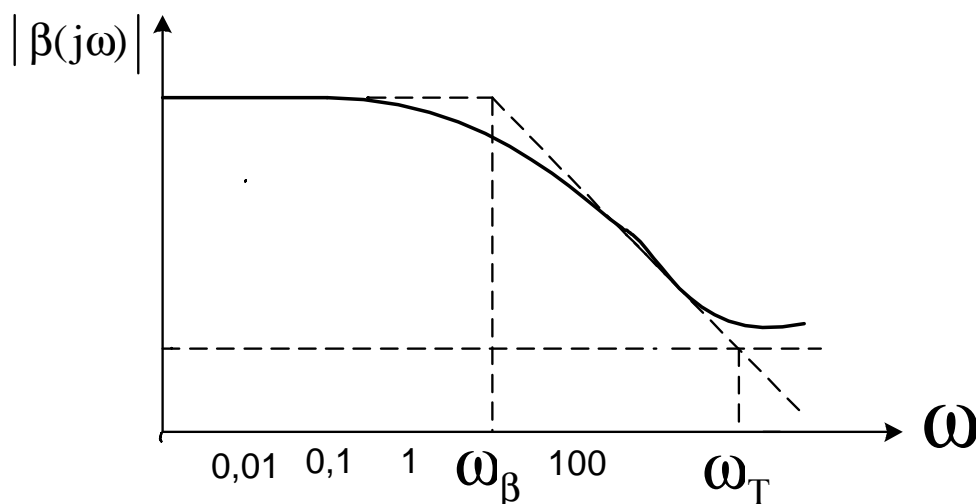


Рис. 3.9. Зависимость β транзистора от частоты

Частота, соответствующая точке пересечения высокочастотной асимптоты и прямой, определяемой выражением $\beta(j\omega)=1$, обозначена ω_T . Этой круговой частоте соответствует частота $f_T=\omega_T/2\pi$, которая является параметром, приводимом в паспортных данных транзистора. В пределах высокочастотной асимптоты $|\beta|$ и ω связаны соотношением:

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\omega / \omega_\beta}$$

В области высоких частот коэффициент усиления каскада определяется значением $\beta(j\omega)$ и шунтирующим влиянием внутренних емкостей транзистора и емкостей монтажа.

Как известно,

$$\beta(j\omega) = \frac{\beta_0}{1 + j\omega / \omega_\beta},$$

где ω_β – граничная частота усиления транзистора по току в схеме ОЭ, на которой $|\beta|$ уменьшается в $\sqrt{2}$ раза. Найдем

$$|\beta| = \frac{\beta_0}{\sqrt{1 + (\omega / \omega_\beta)^2}}.$$

Тогда очевидно

$$|\vec{K}_U| \frac{\beta_0 \bar{R}_n}{r_{вхэ} \sqrt{1 + (\omega / \omega_\beta)^2}} = \frac{K_{\max}}{\sqrt{1 + (\omega / \omega_\beta)^2}}.$$

Отношение $K_{\max} / |\vec{K}_U|$ определяет коэффициент частотных искажений

$$M_\varepsilon = \sqrt{1 + (\omega / \omega_\beta)^2} = \sqrt{1 + (\omega \tau_\beta)^2}.$$

По заданным значениям M_ε и верхней граничной частоте можно найти $\tau_\beta = 1 / \omega_\beta$ и выбрать тип транзистора.

Рассмотрим теперь влияние паразитных емкостей на АЧХ усилителя. В каждой схеме есть ряд емкостей, которые с резисторами образуют фильтры нижних частот. Они изображены на рис. 3.10. Основными паразитными емкостями являются: C_1 – емкость монтажа, особенно емкость входных цепей; C_2 – емкость «эмиттер–база»; C_3 – емкость «коллектор–база»; C_4 – емкость «коллектор–эмиттер».

В схеме имеются два фильтра низких частот. Конденсаторы C_3 и C_4 с параллельно включенным резистором R_k образуют фильтр низких частот на выходе транзистора. Он уменьшает динамическое коллекторное сопротивление на высоких частотах и тем самым снижает коэффициент усиления по напряжению. На входе транзистора фильтр низких частот образуют конденсаторы C_1 , C_2 , C_3 и резистор

\bar{R}_r (на схеме не показан).

Действующая входная емкость схемы равна

$$C_{\text{вх}} = C_1 + C_2 + (1 + K_U) / C_3$$

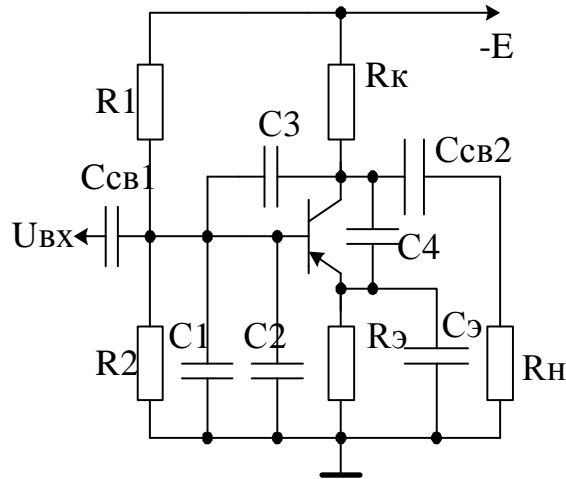


Рис. 3.10. Усилитель по схеме ОЭ на высоких частотах

Кроме сужения полосы пропускания усилителя, обратная связь через емкость C_3 значительно уменьшает входной импеданс усилителя. Уменьшение полосы пропускания усилителя и увеличение его входной проводимости при увеличении коэффициента усиления в результате действия емкостной обратной связи называется эффектом Миллера.

Если $|K_U| \gg 1$, то $C_{\text{вх}} \approx |K_U| \cdot C_{\text{кб}}$. Модуль коэффициента усиления для схемы ОЭ можно определить из выражения

$$|K_U| = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{K_{\text{макс}}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{г}})^2}},$$

где $\tau_{\text{г}} = [r_{\text{э}}' / (R_{\text{э}} + r_{\text{б}})] \cdot [C_2 + C_3(1 + K)]$.

Коэффициент частотных искажений

$$M_{\text{г}} = \sqrt{1 + (\omega\tau_{\text{г}})^2}.$$

В реальной схеме усилителя спад АЧХ в области высоких частот обусловлен влиянием как инерционностью транзистора, так и шунтирующим влиянием паразитных емкостей, которые определяют верхнюю граничную частоту усилителя.

3.2. Схема с общей базой

3.2.1. Схема с общей базой в области средних частот

Схема усилительного каскада с ОБ приведена на рис. 2.12. В этой схеме потенциал базы по переменной составляющей равен нулю. Входной сигнал подается в цепь эмиттера, а нагрузка подключена в коллекторную цепь.

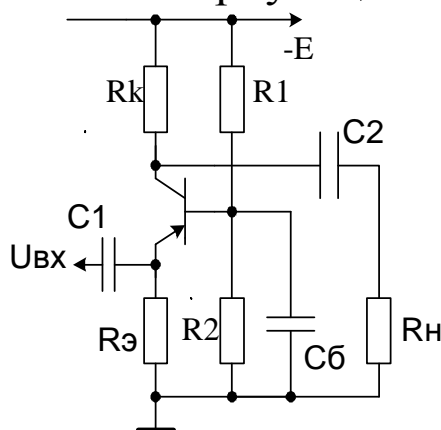


Рис. 3.11. Схема усилителя RC-типа по схеме ОБ

Резисторы R_1 и R_2 , а также резистор R_3 , как и в схеме ОЭ, обеспечивают не только положение рабочей точки на линии нагрузки, но и выполняют роль температурной стабилизации.

Рассмотрим работу усилительного каскада с ОБ в области средних частот и определим основные параметры усилителя.

Эквивалентная схема усилителя приведена на рис. 3.12.

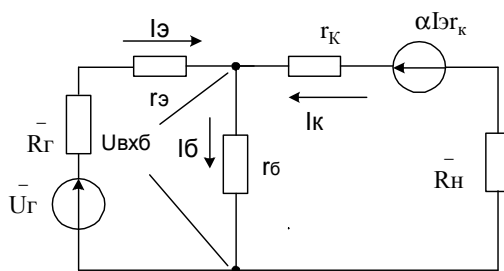


Рис. 3.12. Эквивалентная схема усилителя RC-типа с ОБ

$$\text{Где } \bar{R}_Г = \frac{R_Г \cdot R_3}{R_Г + R_3}, \quad \bar{U}_Г = \frac{U_Г \cdot R_3}{R_Г + R_3}, \quad \bar{R}_Н = \frac{R_Н \cdot R_К}{R_К + R_Н}.$$

Запишем систему уравнений, из которой определим основные усилительные параметры для схемы ОБ:

$$U_{ex} = I_{\text{э}}(r_{\text{э}} + r_{\text{б}}) - I_{\text{к}}r_{\text{б}} = I_{\text{э}}r_{\text{э}} + (I_{\text{э}} - I_{\text{к}})r_{\text{б}}, \quad (3.5)$$

$$0 = I_{\text{э}}(r_{\text{б}} - \alpha r_{\text{к}}) + I_{\text{к}}(r_{\text{к}} + \bar{R}_{\text{н}} - r_{\text{б}}), \quad (3.6)$$

$$I_{\text{э}}(\alpha r_{\text{к}} - r_{\text{б}}) = I_{\text{к}}(r_{\text{к}} + \bar{R}_{\text{н}} - r_{\text{б}}).$$

Найдем коэффициент усиления по току транзистора в схеме рис. 3.11

$$K'_I = \frac{I_{\text{к}}}{I_{\text{э}}} = \frac{-r_{\text{б}} + \alpha r_{\text{к}}}{-r_{\text{б}} + r_{\text{к}} + \bar{R}_{\text{н}}}.$$

Так как $r_{\text{к}} \gg r_{\text{б}} \gg \alpha r_{\text{к}}$, $r_{\text{к}} \gg \bar{R}_{\text{н}}$, то $K'_I \approx \alpha$.

Коэффициент усиления по току усилительного каскада:

$$K_I = \frac{I_{\text{н}}}{I_{\text{э}}} = K'_I \cdot \frac{R_{\text{э}}}{R_{\text{э}} + R_{\text{г}}} \cdot \frac{R_{\text{к}}}{R_{\text{к}} + R_{\text{н}}}. \quad (3.7)$$

Выражение (3.7) свидетельствует о том, что коэффициент усиления по току в схеме ОБ меньше единицы и зависит от коэффициентов разветвления токов во входной и выходной цепи.

Входное сопротивление усилителя можно найти, пересчитав резистор $r_{\text{б}}$ во входную цепь (рис. 3.12):

$$r_{\text{ex б}} \approx r_{\text{э}} + r_{\text{б}}(1 - \alpha).$$

Входное сопротивление усилительного каскада будет меньше:

$$R_{\text{ex б}} = r_{\text{ex б}} // R_{\text{э}}.$$

Коэффициент усиления по напряжению транзистора

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{к}} \bar{R}_{\text{н}}}{I_{\text{э}} r_{\text{ex б}}} \approx \frac{\alpha I_{\text{э}} \bar{R}_{\text{н}}}{I_{\text{э}} r_{\text{ex б}}} = \frac{\alpha \bar{R}_{\text{н}}}{r_{\text{ex б}}}.$$

Полученное выражение свидетельствует о значительном влиянии внутреннего сопротивления источника сигнала на коэффициент усиления усилителя, включенного по схеме ОБ.

Выходное сопротивление схемы ОБ определяется величиной сопротивления резистора, включенного в коллекторную цепь транзистора. Действительно, из рис. 3.12 видно, что $R_{\text{вых б}} = r_{\text{к}} // R_{\text{к}} = R_{\text{к}}$, так как $r_{\text{к}} \gg R_{\text{к}}$.

3.2.2. Схема с общей базой в области низких частот

Анализ схемы с общей базой в области низких частот полностью аналогичен анализу схемы с общим эмиттером в области низких частот. Необходимо подставить только соответствующие значения входных и выходных сопротивлений характерных для схемы с общей базой.

3.2.3. Схема с общей базой в области высоких частот

В области высоких частот в схеме ОБ необходимо учитывать, как и в схеме ОЭ, частотную зависимость параметров транзистора и влияние паразитных емкостей транзистора и монтажа.

Коэффициент усиления по току в схеме ОБ

$$\alpha(j\omega) = \frac{\alpha_0}{1 + j\omega / \omega_\alpha},$$

где ω_α – граничная частота усиления по току в схеме ОБ, на которой α_0 уменьшается в $\sqrt{2}$ раза; α_0 – коэффициент усиления по току в области низких и средних частот.

Найдем
$$|\alpha| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{1 + (\omega\tau_\alpha)^2}},$$

тогда
$$K_U' = \frac{|\alpha| \bar{R}_H}{r_{вхб}} = \frac{K_{макс}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_\alpha)^2}}.$$

Здесь $K_{макс}$ – коэффициент усиления в области средних частот,

$$\tau_\alpha = 1 / \omega_\alpha.$$

Рассмотрим теперь влияние паразитных емкостей в рассматриваемой схеме усилителя. Входная емкость для схемы на рис. 3.11

$$C_{вх} \approx C_1 + C_2 - (1+K)C_3,$$

где C_1 – монтажная емкость на входе усилителя; C_2 – емкость перехода «база–эмиттер», C_3 – емкость перехода «коллектор–база». Из этого выражения видно, что последнее слагаемое

приводит к некоторому уменьшению входной емкости. Поэтому в схеме ОБ можно считать, что основное влияние в области высоких частот оказывает емкость $C_{кб}$ и емкость монтажа, которые включены параллельно сопротивлению коллекторного перехода.

Постоянная времени для выходной цепи

$$\tau_k = C_k \frac{1}{1/R_k + 1/r_k + 1/R_n} \approx C_k \cdot (R_k // R_n).$$

Тогда в области высоких частот

$$|\vec{K}_U| = \frac{K_{max}}{\sqrt{1 + \omega(\tau_a + \tau_k)^2}}.$$

3.3. Схема с общим коллектором (эмиттерный повторитель)

3.3.1. Схема с общим коллектором в области средних частот

На рис. 3.13 приведена схема с общим коллектором (ОК). Она называется также эмиттерным повторителем, так как напряжение на выходе, снимаемое с эмиттера, повторяет фазу входного сигнала и имеет коэффициент передачи, близкий к единице.

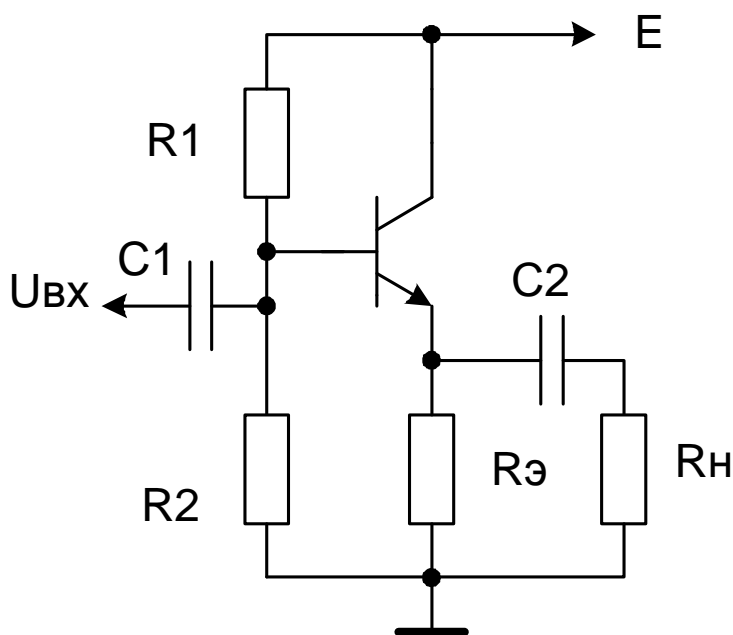


Рис. 3.13. Усилитель RC-типа по схеме ОК

Коллектор транзистора по переменной составляющей тока заземлен, и вся нагрузка включается в эмиттерную цепь. Из рис. 3.13 видно, что

$$U_{эб} = U_{вх} - U_{вых}.$$

Так как напряжение $U_{эб}$ мало и мало меняется при изменении входного сигнала, то $U_{вх} \approx U_{вых}$. Эмиттерные повторители допускают работу с большими входными сигналами по сравнению с усилительными каскадами других типов.

Определим основные параметры эмиттерного повторителя в области средних частот, воспользовавшись эквивалентной схемой, приведенной на рис. 3.14.

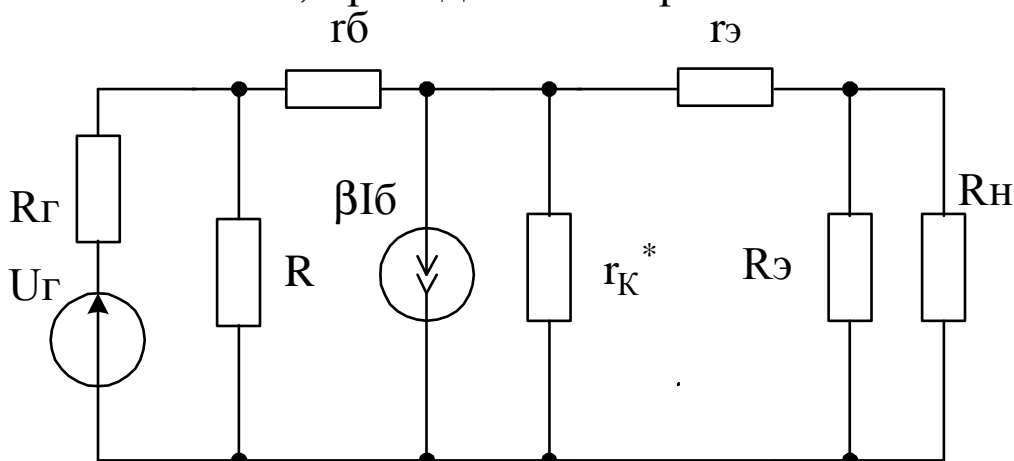


Рис. 3.14. Эквивалентная схема усилителя RC-типа ОК

Найдем $r_{вх\kappa} = r_{вх\kappa} \cdot \frac{U_{вх}}{I_{б}} = r_{б} + (\beta + 1) [r_{к}^* // (r_{э} + R_{э} // R_{н})]$.

Если пренебречь влиянием $r_{э}$, то выражение для $r_{вх\kappa}$ можно упростить и представить в виде

$$r_{вх\kappa} = r_{б} + (\beta + 1) \cdot (r_{к}^* // \bar{R}_{н}),$$

где $\bar{R}_{н} = R_{н} // R_{э}$.

В этом выражении первое слагаемое пренебрежимо мало по сравнению со вторым. Кроме того, в большинстве случаев $\bar{R}_{н} \ll r_{к}^*$ и последнее можно не учитывать. Однако $r_{к}$ ограничивает максимально возможное значение величины $R_{вх}$ схемы ОК. Действительно, если предположить, что $\bar{R}_{н} \gg r_{к}^*$, то

максимальная величина $R_{\text{вхк}} \approx r_k$. В режиме короткого замыкания на выходе, когда \bar{R}_n стремится к нулю, входное сопротивление схемы с ОК равно входному сопротивлению схемы ОЭ. Следовательно, схема ОК имеет самое высокое входное сопротивление из всех схем включения биполярных транзисторов. Для практических расчетов можно считать, что $r_{\text{вхк}} \approx (\beta + 1) \bar{R}_n$.

Практически при холостом ходе (когда R_n достаточно велико) можно получить входное сопротивление до 100–200 кОм и более при включении в эмиттерную цепь транзистора сопротивления порядка 10 кОм. При наличии нагрузки входное сопротивление эмиттерного повторителя обычно определяется величиной сопротивления нагрузки, которая в случае повторителя напряжения не бывает большой (иначе не имеет смысла использовать эмиттерный повторитель). При этом если нагрузка не остается постоянной, меняется и входное сопротивление.

Величина входного сопротивления в схеме ОК в значительной степени ограничивается делителем в цепи базы

$$R_{\text{вхк}} = r_{\text{вхк}} // R, \quad \text{где } R = R_1 // R_2.$$

Высокое значение входного сопротивления можно получить лишь при условии $R \gg r_{\text{вхк}}$. Поэтому в ряде случаев приходится использовать либо непосредственную связь с источником сигнала без делителя напряжения, либо искусственно повышать сопротивление цепи смещения с помощью обратной связи. Если большое входное сопротивление является первоочередным требованием, то применяют схемы повторителей на составном транзисторе, либо повторители с динамической нагрузкой [7].

Определим коэффициент передачи по напряжению:

$$K_U = \frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{в}}} = \frac{(1 + \beta)(r_k^* // \bar{R}_H) \cdot I_{\text{б}}}{(\bar{R}_Г + r_{\text{вхк}}) \cdot I_{\text{б}}} = \frac{1}{\frac{\bar{R}_Г + r_{\text{б}}}{(1 + \beta) \cdot (r_k^* // \bar{R}_H)} + 1},$$

где $\bar{R}_Г = R_Г // R_1 // R_2$.

Как видно $K_{U_{ок}} < 1$, а $U_{вых} \approx U_{вх}$. По этой причине $K_{U_{ок}}$ чаще называют коэффициентом передачи. На $K_{U_{ок}}$ большое влияние оказывают внутреннее сопротивление источника входного сигнала и нагрузка в эмиттерной цепи. С увеличением внутреннего сопротивления источника сигнала $K_{U_{ок}}$ падает, а с увеличением $\bar{R}_н$, $K_{U_{ок}}$ возрастает. Следует заметить, что при $R_э \rightarrow 0$ и $\bar{R}_н \rightarrow \infty$

$$K_{U_{ок}} = \frac{1}{1 + r_б / r_к}$$

Коэффициент усиления по току находится аналогично, как и для схемы ОЭ. Так, коэффициент усиления по току транзистора в схеме эмиттерного повторителя равен $(\beta + 1)$, а коэффициент усиления по току усилительного каскада можно найти, определив коэффициенты распределения тока во входной и в выходной цепи. С учетом этих коэффициентов

$$K_{I_{ок}} = (1 + \beta) \frac{r_к^* // R_э}{r_к^* // R_э + R_н} \frac{R}{R + r_{вхк}}$$

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя определяет его нагрузочную способность как по постоянному, так и по переменному току. Из эквивалентной схемы (рис. 2.14) при выполнении условия

$$r_к^* \gg \frac{\bar{R}_Г + r_б}{1 + \beta}$$

следует, что

$$R_{выхок} = r_э + \frac{\bar{R}_Г + r_б}{1 + \beta}$$

При $R_э \rightarrow 0$ выходное сопротивление схемы ОК равно входному сопротивлению схемы ОБ.

Особенностью работы эмиттерного повторителя в области высоких частот является то, что его входное сопротивление резко уменьшается с увеличением частоты входного сигнала. Это обусловлено инерционностью процессов в базе транзистора, а также наличием коллекторной и нагрузочной

емкостей. Влияние емкости C_k^* сказывается в том, что начальный скачок напряжения на выходе отсутствует и увеличивается время нарастания.

Емкость C_n оказывает приблизительно такое же влияние, что и C_k^* , и еще больше уменьшает крутизну начального участка фронта.

Установка рабочей точки в схеме ОК производится так же, как и в схеме с ОЭ с эмиттерной стабилизацией. Для выбора потенциала эмиттера имеется больше возможностей, так как потенциал коллектора не зависит от управляющего сигнала. Следовательно, напряжение $U_{кэ}$ можно выбрать более высоким, чем в схеме с ОЭ. Благодаря этому имеется возможность реализации простой гальванической связи эмиттерного повторителя с выходом предыдущего и с входом последующего каскада.

3.3.2. Схема с общим коллектором в области низких частот

Анализ схемы с общим коллектором в области низких частот полностью аналогичен анализу схемы с общим эмиттером в области низких частот. Необходимо подставить только соответствующие значения входных и выходных сопротивлений характерных для схемы с общим коллектором.

3.3.3. Схема с общим коллектором в области высоких частот

Анализ схемы с общим коллектором в области высоких частот аналогичен анализу схемы с общим эмиттером в области высоких частот. Необходимо только учитывать, что в схеме с общим коллектором отсутствует «эффект Миллера». Это позволяет расширить полосу пропускания в области верхних частот.

4. Обратная связь (ОС)

4.1. Основные параметры и определения

Обратной связью (ОС) называют передачу сигнала из выходной цепи усилителя во входную.

Функциональная схема усилителя с ОС, приведена на рис.4.1. В нем выходной сигнал усилителя 1 (в виде напряжения $U_{вых}$ или тока $I_{вых}$ через цепь обратной связи 2 частично или полностью подается к сумматору. В нем происходит вычитание (или сложение) входного сигнала $U_{вх}$ или $I_{вх}$ и сигнала ОС $U_{ос}$ или $I_{ос}$. В результате этого на вход усилителя поступает сигнал, равный разности или сумме входного сигнала и сигнала обратной связи.

Петлей обратной связи называют контур, включающий в себя ОС и часть усилителя между точками ее подключения.

Местной обратной связью (местной петлей обратной связи) принято называть ОС, охватывающую отдельные каскады или часть усилителя, а **общей обратной связью** такую ОС, которая охватывает весь усилитель.

Обратную связь называют **отрицательной**, если ее сигнал вычитается из входного сигнала, и **положительной**, если сигнал ОС суммируется с входным. Из-за схемных особенностей усилителя и цепи ОС возможны варианты, когда обратная связь существует либо только для медленно изменяющейся составляющей выходного сигнала, либо только для переменной составляющей его, либо для всего сигнала. В этих случаях говорят, что обратная связь осуществлена по постоянному, по переменному, а также как по постоянному, так и по переменному токам.

Коэффициент обратной связи γ показывает, какая часть выходного сигнала поступает на вход усилителя. В общем

случае $\gamma = \frac{P_{ос}}{P_{вых}}$, но это не всегда удобно.

Обычно γ определяют как отношение напряжений или токов:

$$\gamma_u = \frac{U_{oc}}{U_{вых}} \quad \gamma_i = \frac{I_{oc}}{I_{вых}},$$

причем при рассмотрении обратной связи по напряжению индекс u обычно опускается.

Рассмотрим, как изменяются основные параметры усилителя, охваченного обратной связью.

Коэффициент усиления. Для простоты и наглядности будем считать, что фазовые сдвиги в цепях усилителя и обратной связи отсутствуют. Цепь положительной обратной связи охватывает весь усилитель (рис. 4.1.)

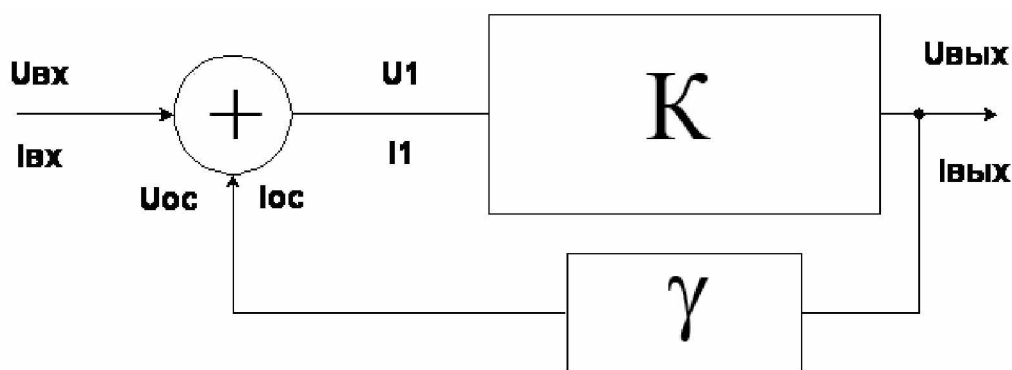


Рис. 4. 1. Структурная схема усилителя охваченного обратной связью

Сигнал обратной связи пропорционален выходному напряжению (обратная связь по напряжению).

Коэффициент усиления усилителя, охваченного такой цепью ОС:

$$K_{oc} = \frac{U_{вых}}{U_{вх}}.$$

Из рис. 4.1 видно, что

$$U_1 = U_{вх} + U_{ос} \quad U_{ос} = \gamma U_{вых} \quad U_{вых} = K U_1,$$

где K коэффициент усиления усилителя без обратной связи. Тогда можно переписать:

$$K_{oc} = K U_1 / (U_1 - U_{ос}) = K U_1 / (U_1 - K \gamma U_1) = K / (1 - K \gamma).$$

Произведение $K\gamma$ называют **петлевым усилением**, а $(1 - K\gamma)$ **глубиной обратной связи или фактором связи F**.

Так как входной сигнал и сигнал обратной связи суммируются, то в рассматриваемом случае имеет место положительная ОС. Она увеличивает значение коэффициента усиления усилителя. Значение петлевого усиления при положительной обратной связи ограничено условием

$$K\gamma < 1.$$

При $K\gamma \geq 1$ усилитель теряет устойчивость и не может рассматриваться как усилитель, так как выходной сигнал перестает быть однозначно зависимым от входного сигнала (первое условие потери устойчивости). При этом возможны возникновение автоколебаний, когда выходное напряжение не зависит от входного сигнала. Форма автоколебаний зависит от характера и параметров цепи обратной связи и коэффициента петлевого усиления.

Так как сигнал обратной связи суммируется с входным сигналом, т. е. фазовый сдвиг между ними равен нулю, то можно сформулировать второе условие возникновения автоколебаний: *фазовый сдвиг, вносимый усилителем и цепью обратной связи, должен быть равен 0 на частоте автоколебаний.*

Таким образом, если на какой-то частоте выполняются условия $|K\gamma| \geq 1$ и $\varphi = 0^\circ$, то усилитель потеряет устойчивость.

Если усилитель или цепь ОС вносит фазовый сдвиг, равный 180° , то входной сигнал и сигнал обратной связи вычитаются друг из друга: $U_1 = U_{вх} - U_{ос}$, а ОС становится отрицательной.

Коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$K_{ос} = K / (1 + K\gamma).$$

Так как положительная обратная связь ухудшает характеристики усилителя, *в усилителях в основном используют отрицательную обратную связь.* Рассмотрим теперь основные виды отрицательной обратной связи.

4.2. Параллельная обратная связь по напряжению (Y-типа)

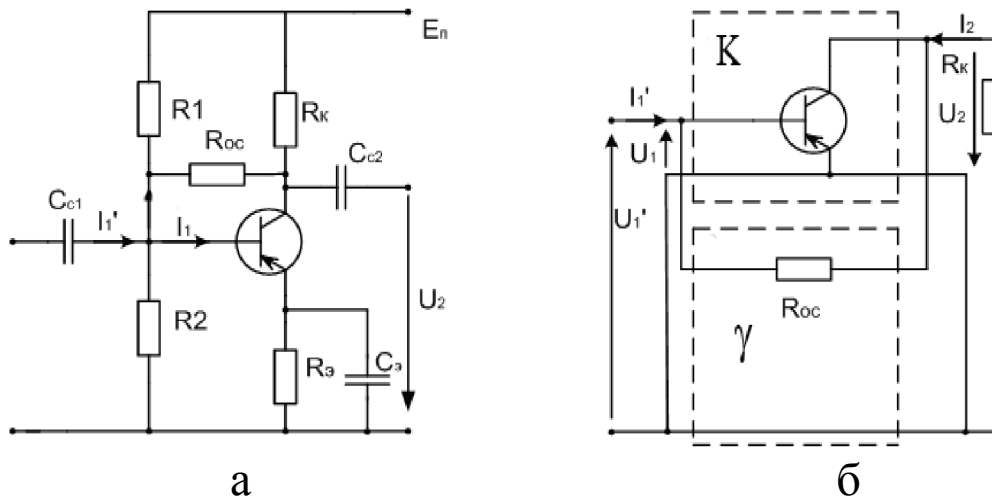


Рис. 4.2. Параллельная обратная связь по напряжению
 а – схема электрическая принципиальная,
 б – схема структурная

При параллельном соединении выводов четырехполюсников K и γ усиливаемый входной ток и ток обратной связи во входной цепи усилителя суммируются. Так как в выходной цепи усилителя, охваченного ОС, выводы этих четырехполюсников также соединяются параллельно, выходное напряжение одно и то же как на выходе усилителя, так и на входе цепи ОС. Следовательно, ток является функцией выходного напряжения, т. е. в этом случае осуществляется ОС по напряжению. Поэтому ОС такого вида называется *параллельной по напряжению*. В режиме короткого замыкания на выходе усилителя выходное напряжение равно нулю, ОС по напряжению исчезает. Кроме того, если усилитель с параллельной ОС по напряжению работает с идеальным источником напряжения, то ОС перестает стабилизировать выходное напряжение, так как ток не в состоянии изменить напряжение на входных выводах усилителя, замкнутых накоротко равным нулю сопротивлением источника сигнала. Из этого следует, что использовать параллельную ОС по напряжению при работе

от источника сигнала с малым внутренним сопротивлением нерационально.

Основные параметры схемы:

$$K_{U OC} = K_U, \quad Y_{ex OC} = Y_{ex} (1 + \gamma K_i),$$

$$K_{i OC} = \frac{K_i}{1 + \gamma K_i}, \quad Y_{vbx OC} = Y_{vbx} (1 + \gamma K_{i XX}).$$

4.3. Последовательная обратная связь по напряжению (Н-типа)

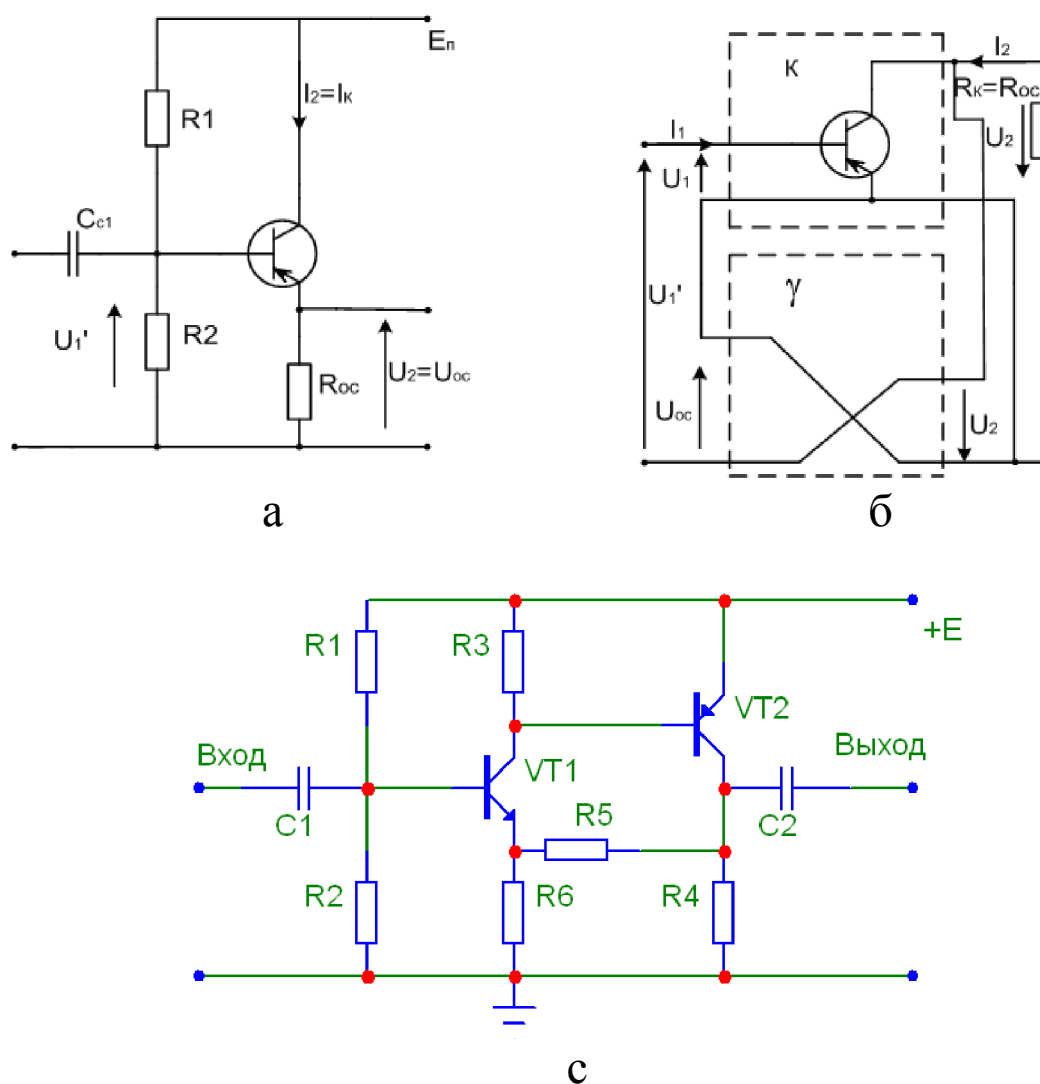


Рис. 4.3. Последовательная обратная связь по напряжению
 а – схема электрическая принципиальная,
 б – схема структурная, с – схема электрическая
 принципиальная на двух транзисторах

В случае последовательно-параллельного соединения четырехполюсников K и γ напряжения усиливаемого сигнала, ОС и источника сигнала включены последовательно, как и для последовательной ОС. В результате последовательного соединения элементов входной цепи усилителя с ОС и источника сигнала при бесконечно большом внутреннем сопротивлении последнего цепь ОС размыкается и напряжение ОС не подводится к входным выводам усилителя.

При параллельной ОС по выходу выводы обоих четырехполюсников соединены между собой параллельно и на выходных выводах четырехполюсника будет такое же напряжение U_2 , как и для параллельной ОС. Следовательно, напряжение ОС зависит от выходного напряжения и ОС такого вида называется *последовательной по напряжению*.

Основные параметры схемы:

$$K_{uOC} = \frac{K_U}{1 + \gamma K_U}, \quad Z_{ex OC} = Z_{ex} (1 + \gamma K_U),$$

$$K_{iOC} = K_i, \quad Y_{вых OC} = Y_{вых} (1 + \gamma K_{iXX}).$$

4.4. Последовательная обратная связь по току (Z-типа)

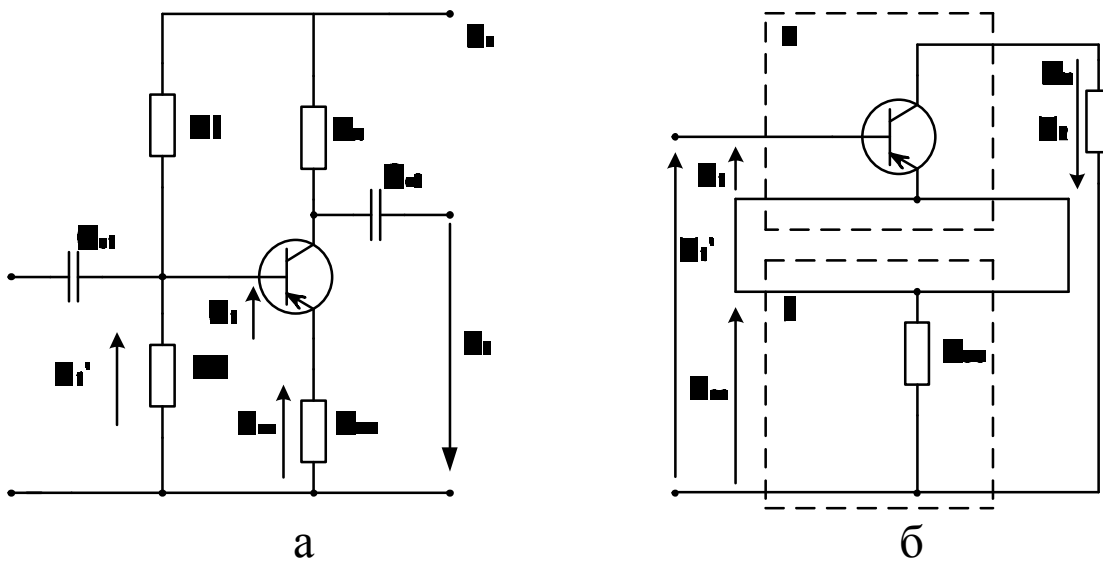


Рис. 4.4. Последовательная обратная связь по току:
а – схема электрическая принципиальная,
б – схема структурная

При последовательном соединении усилителя и цепи ОС их напряжения включены последовательно, ток во входной цепи усилителя на всех его участках одинаковый. Так как вход четырехполюсника K и выход четырехполюсника B соединены последовательно с источником сигнала, то при подаче на вход усилителя сигнала от идеального генератора тока петля ОС размыкается и напряжение ОС не подводится к входным выводам усилителя. В этом случае ОС исчезает. Поэтому последовательную ОС по входу эффективнее всего применять при работе усилителя от источника сигнала с малым внутренним сопротивлением. Выходная цепь усилителя с ОС также представляет собой последовательное соединение выхода четырехполюсника K , входа четырехполюсника B и нагрузки. В выходной последовательной цепи по всем ее участкам течет один и тот же ток, который на элементах цепи ОС создает падение напряжения, пропорциональное напряжению ОС. Таким образом, напряжение ОС зависит от выходного тока, поэтому такой

вид ОС называется *последовательной по току*.

Основные параметры схемы:

$$K_{iOC} = K_i, \quad Z_{exOC} = Z_{ex}(1 + \gamma K_U),$$

$$K_{UOC} = \frac{K_U}{1 + \gamma K_U}, \quad Z_{выхOC} = Z_{вых}(1 + \gamma K_U K_3).$$

4.5. Параллельная обратная связь по току (G-типа)

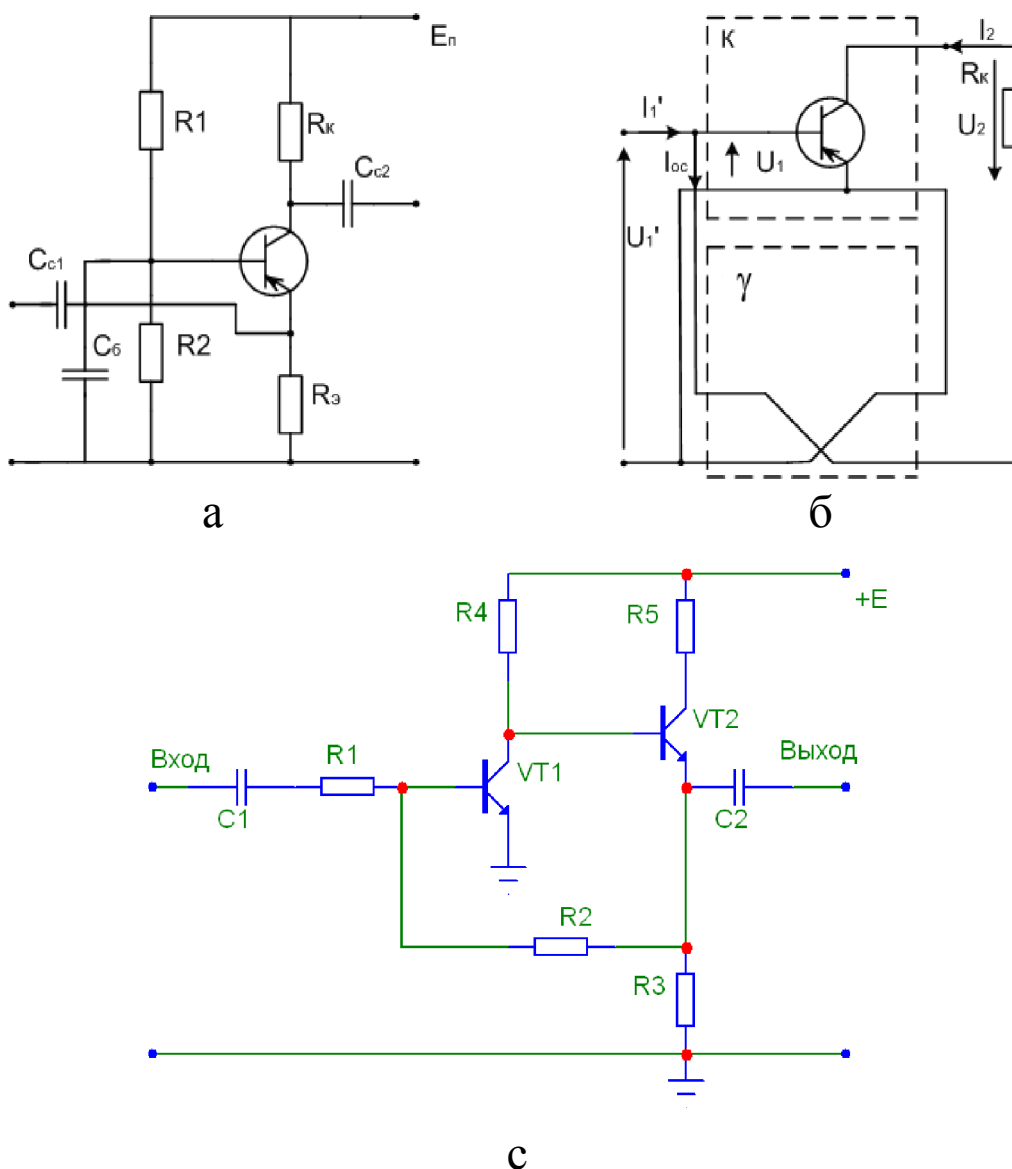


Рис. 4.5. Параллельная обратная связь по току:
 а – схема электрическая принципиальная,
 б – схема структурная, с – схема электрическая
 принципиальная на двух транзисторах

Параллельно-последовательное соединение четырехполюсника K и четырехполюсника γ в современных одиночных усилительных каскадах встречается редко. Это связано с тем, что параллельная ОС по входу способствует уменьшению входного сопротивления усилительного каскада, а последовательная ОС по выходу – увеличению выходного сопротивления каскада. Такая трансформация входного и выходного сопротивлений усилительного каскада с помощью параллельно-последовательной ОС усложняет согласование каскадов в усилителе, что является одной из причин ее редкого использования в одиночных каскадах. Параллельная ОС по входу характеризуется суммированием тока ОС и усищаемого тока, как и в случае параллельно-параллельного соединения. При работе усилителя от источника сигнала с крайне малым внутренним сопротивлением на его входе создается режим короткого замыкания, который приводит к исчезновению ОС.

Так как выходные выводы усилителя и входные выводы цепи ОС включены последовательно и выходной ток течет по всем элементам выходной цепи усилителя, то ток ОС будет зависеть от выходного тока. Поэтому параллельно-последовательная ОС называется *параллельной по току*.

Основные параметры схемы:

$$K_{U OC} = K_U, \quad Y_{ex OC} = Y_{ex} (1 + \gamma K_i),$$

$$K_{iOC} = \frac{K_i}{1 + \gamma K_i}, \quad Z_{вых OC} = Z_{вых} (1 + \gamma K_{U K3}).$$

4.6. Влияние обратной связи на нелинейные искажения и помехи

С помощью отрицательной обратной связи (ООС) удастся существенно уменьшить нелинейные искажения, а также помехи, возникающие в усилителе.

Пусть усилитель при синусоидальном входном сигнале,

кроме синусоидального напряжения $U_{вых}$, имеет на выходе также напряжение гармоника или помехи – U_2 . Введем в усилитель обратную связь, как показано на рис. 1.11. Тогда для сохранения неизменного выходного напряжения и выходной мощности входное напряжение потребуется изменить в $(1 + \gamma_{oc}K)$ раз.

Обозначим напряжение гармоника или помехи на выходе усилителя с введенной обратной связью через U_{Γ}^1 . Тогда, если считать усилитель квазилинейной системой и пренебречь составляющими высших порядков в выходной цепи, получим, что U_{Γ}^1 должно быть равно сумме напряжения U_{Γ} , создаваемого усилителем, и напряжения U_{Γ}^1 , прошедшего через цепь обратной связи, входную цепь и усилитель, а, следовательно, помноженного на $\gamma_{oc}K$.

$$U_{\Gamma}^1 = U_{\Gamma} - \gamma_{oc}K U_{\Gamma}^1.$$

Отсюда находим

$$U_{\Gamma}^1 = \frac{U_2}{1 + \gamma_{oc}K}.$$

Таким образом, ООС уменьшает искажения, возникающие в усилителе во столько раз, во сколько изменяется коэффициент усиления усилителя.

Однако, если выходной ток усилительного элемента достигает тока насыщения или нуля, то усилитель становится нелинейным. В этом случае уменьшение искажения не произойдет, так как теория ООС справедлива лишь для усилителей, работающих в линейном режиме.

Следует заметить, что ООС уменьшает в $1 + \gamma_{oc}K$ раз фон переменного тока, а также и другие помехи, возникающие внутри усилителя.

4.7. Влияние последовательной ООС по напряжению на стабильность коэффициента усиления усилителя

При работе усилителя его коэффициент усиления не

остаётся постоянным, а изменяется вследствие различных дестабилизирующих факторов: старение усилительных элементов и деталей, изменение температуры окружающей среды, влажности, напряжения источника питания и т.д.

Рассмотрим влияние ООС по напряжению на стабильность коэффициента усиления усилителя. Рассмотрим выражение (4.2), учитывая, что в общем случае изменяются и коэффициент обратной связи γ_{oc} , и коэффициент усиления усилителя K .

$$K_{oc} = \frac{K}{1 + K\gamma_{oc}}. \quad (4.2)$$

В большинстве случаев применения ООС в усилителях $K\gamma_{oc} \gg 1$.

Тогда выражение можно привести к виду к виду:

$$K_{oc} = \frac{K}{K\gamma_{oc}}. \quad (4.3)$$

Сокращаем K , тогда можно считать, что:

$$K_{oc} \approx \frac{1}{\gamma_{oc}}.$$

Таким образом, коэффициент усиления усилителя, охваченного ООС, определяется главным образом параметрами ООС. Изменение параметров цепи ОС существенно влияет на коэффициент усиления усилителя.

Так как в цепи ООС применяются главным образом пассивные компоненты на них в меньшей степени влияют дестабилизирующие факторы, такие как: старение усилительных элементов и деталей, изменение температуры окружающей среды, влажности, напряжения источника питания и т.д.

4.8. Расширение полосы рабочих частот в малосигнальном режиме с помощью обратной связи

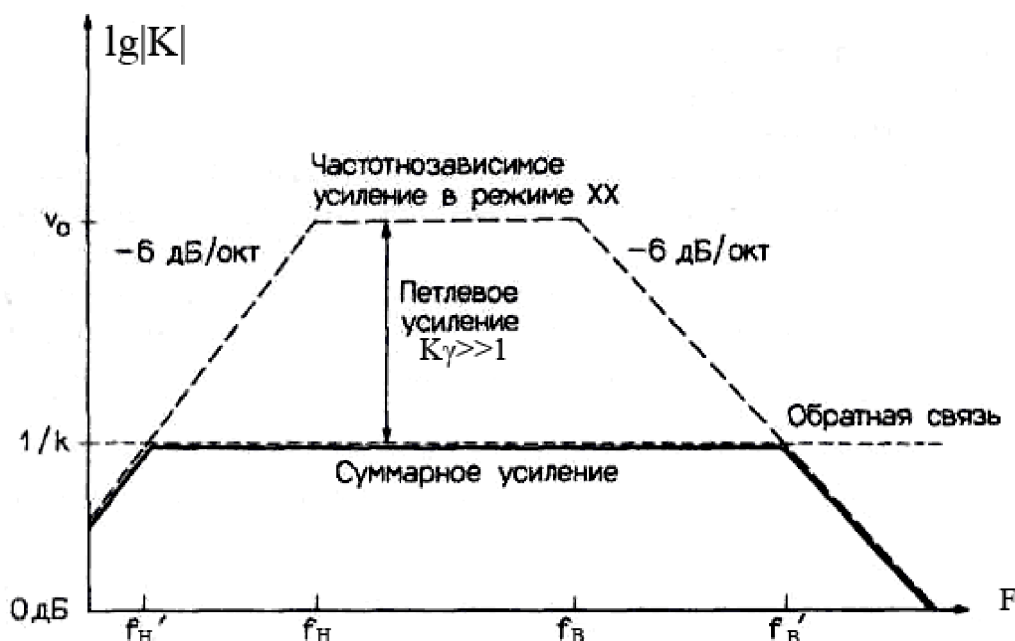


Рис. 4.6. Расширение полосы рабочих частот в малосигнальном режиме с помощью обратной связи

Очень важное свойство такой стабилизации состоит в том, что для усилителей с частотно-зависимым коэффициентом усиления полоса частот усиления слабых сигналов расширяется пропорционально коэффициенту $\nu = K\gamma$ (петлевое усиление, рис. 4.6).

4.9. Устойчивость усилителей с отрицательной обратной связью

Большое значение для устройств с ООС имеет их устойчивость, т. е. способность предотвращения самовозбуждения. Самовозбуждение в схеме колебаний с частотой ω_0 возможно лишь в том случае, когда знаменатель в уравнении:

$$K(i\omega)_{oc} = \frac{K(i\omega)}{1 + K(i\omega)\gamma(i\omega)}$$

для реальных частот ω или f становится равным 0:

$$1 + K(i\omega)\gamma(i\omega) = 0 \Rightarrow K(i\omega)\gamma(i\omega) = -1.$$

Если усилитель и цепь ОС устойчивы каждый в отдельности, то условие устойчивости системы характеризует так называемый «критерий Найквиста» (*частотный критерий устойчивости*), который гласит: усилитель с ОС устойчив, если годограф $K(i\omega)\gamma(i\omega)$ не охватывает точку -1 . Примеры графической трактовки критерия Найквиста показаны на рис. 4.7.

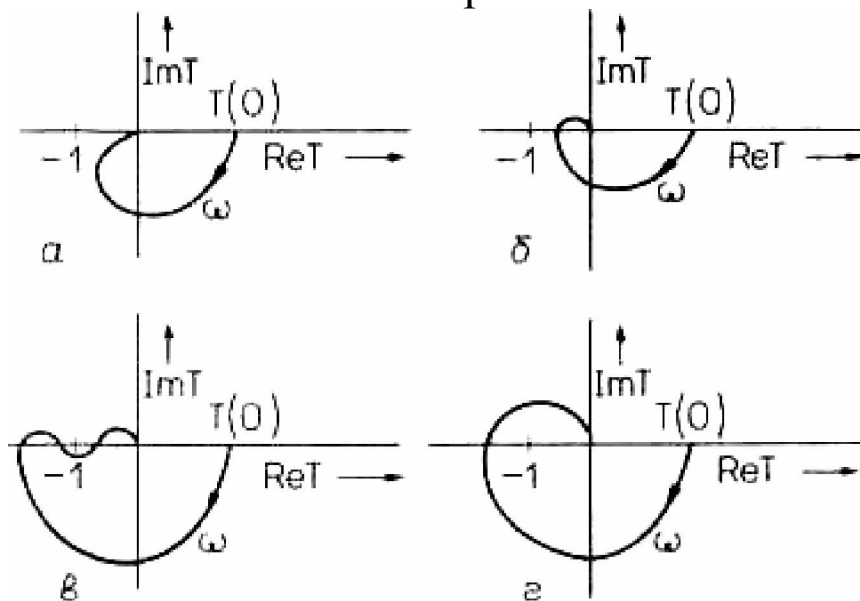


Рис. 4.7. Примеры определения критерия устойчивости Найквиста. Годографы для устойчивого режима (а), условно-устойчивых режимов (б и в), неустойчивого режима (г)

Для схем с монотонно нарастающим по частоте сдвигом фаз достаточной является проверка запаса по фазе ($\alpha > 0$) из выражения

$$\alpha = 180^\circ - \varphi_{oc}(f_0) - \varphi_k(f_0)$$

(значения $\alpha < 90^\circ$ приводят к нарастанию выбросов).

Здесь f_0 – критическая частота, при которой $|K\gamma| = 1$,

$\varphi_k(f_0)$ – угол сдвига фаз усилителя,

$\varphi_{oc}(f_0)$ – угол сдвига фаз цепи ОС.

Проверку можно провести, например, с помощью

диаграммы Боде (рис.4.8).

Для систем без фазовых фильтров, содержащих пассивные цепи обратной связи с $|y| < 1$, условие устойчивости по диаграмме Боде приближенно состоит в том, что крутизна прямых $|K|$ и $|1/y|$ в точке пересечения должна отличаться от 12 дБ/окт (40 дБ/дек) (рис. 4.8). Это условие справедливо и для низких частот (связь по переменному напряжению), и для высоких частот (например, влияние емкостей рассеяния).

Усилитель с доминирующим полюсом и резистивной цепью обратной связи абсолютно устойчив. Устойчивы также двухполюсные усилители с чисто резистивной обратной связью.

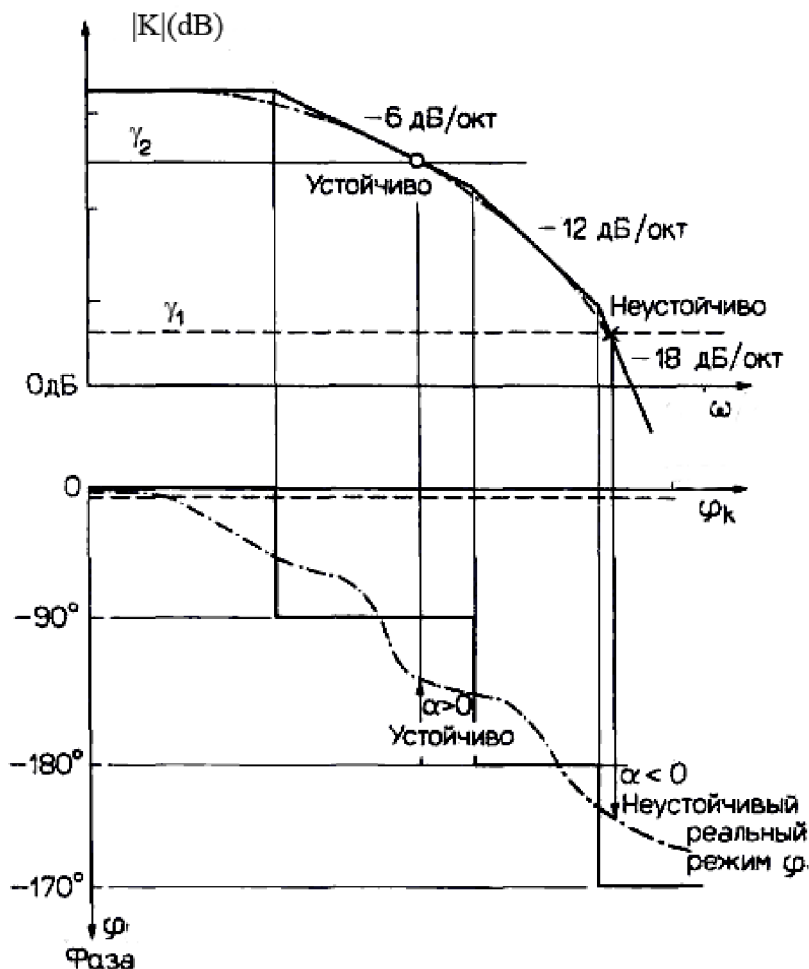


Рис. 4.8. Типичная диаграмма Боде коэффициента усиления в режиме холостого хода

На практике же могут возникнуть дополнительные паразитные повороты фазы, что может привести к самовозбуждению системы. Усилители с несколькими (больше 2) полюсами абсолютной устойчивостью не обладают (потенциально неустойчивы). Поскольку каждый каскад усиления в принципе имеет один полюс, цепь ОС должна охватывать не больше 2 каскадов. Кроме того, путем выбора низкой граничной частоты можно обеспечить такое усиление холостого хода, при котором условие $|K_{\text{y}}| < 1$ выполняется раньше, чем поворот фазы достигнет 180° (однополюсная компенсация). Поскольку фазовые фильтрующие звенья создают дополнительные повороты фаз, целесообразно такие звенья в цепях ОС и в усилителях по возможности не использовать.

5. Динамические нагрузки усилительных каскадов

5.1. Общие сведения

Как известно, коэффициент усиления напряжения сильно зависит от сопротивлений резисторов, которые включены в коллекторные или стоковые цепи транзисторов. При увеличении этих сопротивлений увеличивается коэффициент усиления напряжения, но их невозможно увеличивать до бесконечности так как нарушается режим работы транзистора по постоянному току.

В связи с этим стали применяться активные или, как их иначе называют, динамические нагрузки, сопротивления которых для постоянного и переменного токов значительно различаются.

Таковыми свойствами, например, могут обладать транзисторы, которые работают в нормальном активном режиме.

5.2. Каскад с динамической нагрузкой

Если в коллекторную цепь обычного усилительного каскада, реализованного по схеме с ОЭ, вместо резисторной нагрузки включить транзистор другого типа проводимости, работающий в нормальном активном режиме, то получится простейший каскад с динамической нагрузкой (рис. 5.1).

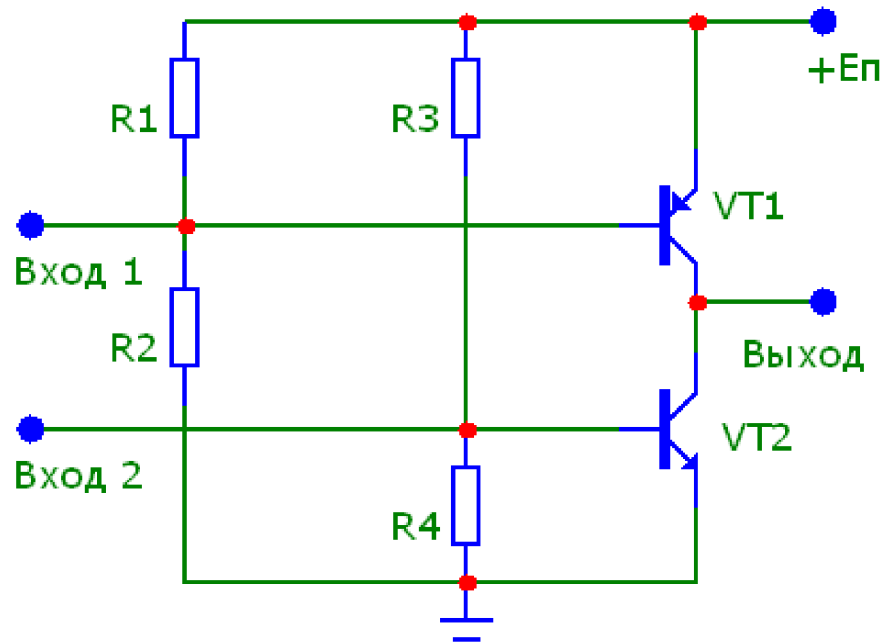


Рис. 5.1. Схема усилительного каскада с динамической нагрузкой

По отношению к источнику питания оба транзистора этого каскада включены последовательно. В последовательной цепи, как известно, протекает один и тот же ток $I_{э1} \sim I_{э2}$.

Последовательное включение двух транзисторов способствует стабилизации режима питания по постоянному току каждого из транзисторов, так как *p-n-p* транзистор *VT1* совместно с резисторами *R1* и *R2* по отношению к *n-p-n* транзистору *VT2* является источником постоянного тока (ГСТ), который его питает, а *VT2* совместно с резисторами *R3* и *R4* по отношению к *VT1* тоже является стабилизатором тока,

а точнее токоотводом, который отбирает от усилительного транзистора стабильный ток.

Особенности динамической нагрузки проще всего проиллюстрировать на статических ВАХ транзистора, которые изображены на рис. 5.2.

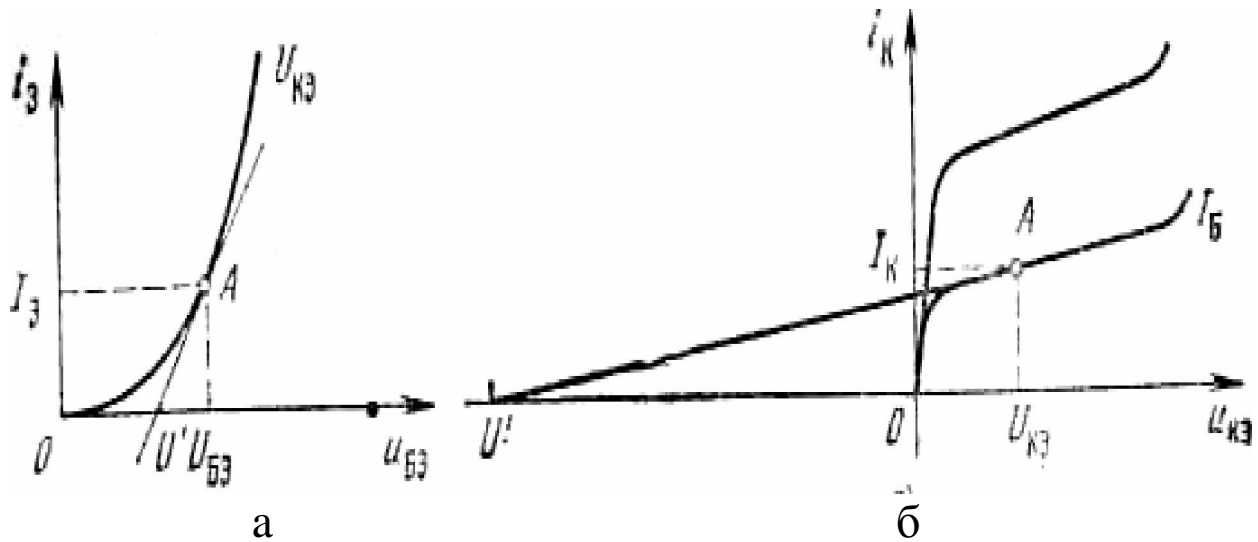


Рис. 5.2. Статистические вольт-амперные характеристики биполярного транзистора: а – входная; б – выходная

На входной статической ВАХ (см. рис. 2, а) показана точка покоя *A*, для которой сопротивление постоянному току

$$R = \frac{U_{БЭ}}{I_3}, \text{ а сопротивление переменному току } \Delta R = \frac{\Delta U_{БЭ}}{\Delta I_3}.$$

Следовательно, сопротивление переменному току транзистора со стороны эмиттерного вывода будет меньше сопротивления постоянному току со стороны того же вывода ($R_d < R$). На выходной статической ВАХ (см. рис. 5.2,б) для данной выбранной точки покоя *A* динамическое сопротивление транзистора со стороны коллектора

$$\Delta R = \frac{\Delta U_{КЭ}}{\Delta I_К} \text{ значительно больше сопротивления постоянному}$$

току $R = \frac{U_{КЭ}}{I_К}$. Следовательно, динамическая нагрузка с

большим сопротивлением может быть получена только в том

случае, когда в качестве нагрузки используется выходное сопротивление транзистора.

Для каскада с ОЭ в качестве УЭ и динамической нагрузки обязательно выбирается комплементарная пара транзисторов $p-n-p$ и $n-p-n$ типов (см. рис. 5.1).

В случае комплементарной пары транзисторов (рис. 5.1), когда их параметры отличаются друг от друга незначительно, коэффициент усиления, входное и выходное сопротивления каскада ОЭ с динамической нагрузкой практически не изменяются при подаче усиливаемого сигнала на входы 1 или 2. Это объясняется тем, что усилительные свойства комплементарной пары транзисторов примерно одинаковые и применение УЭ в качестве динамической нагрузки, а динамической нагрузки в качестве УЭ почти равнозначно. Различие состоит только в том, что по постоянному потенциалу вход 1 отличается от входа 2 на сумму двух напряжений $U_{КБ1} + U_{КБ2}$, которая для кремниевых транзисторов средней мощности достигает десяти вольт. Следовательно, с помощью комплементарной пары транзисторов в каскаде с динамической нагрузкой можно транслировать постоянный потенциал вниз от единиц до десятков вольт, что весьма существенно для интегральных усилителей, где используются непосредственные связи между каскадами.

5.3. Токовое зеркало.

На рис. 5.3,а приведена одна из возможных схем генератора стабильного тока (ГСТ). Транзистор VT1 в диодном включении выполняет роль температурной компенсации напряжения $U_{бэ}$ транзистора VT2.

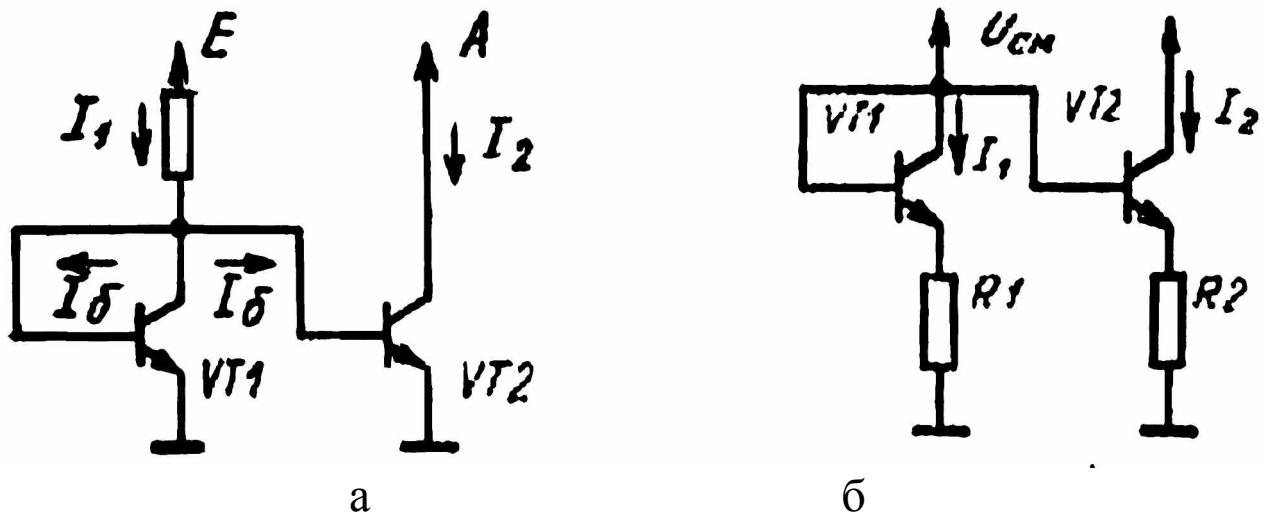


Рис. 5.3. Генераторы стабильного тока: а – ГСТ с диодным смещением; б – ГСТ с резисторами в цепях эмиттеров транзисторов

Так как коллектор транзистора VT1 соединен с базой, то $U_{кэ} = U_{бэ} > U_{кэ \text{ нас}}$. Следовательно, транзистор VT1 ненасыщен. Поскольку $U_{бэ1} = U_{бэ2}$, то при хорошо подобранных транзисторах $I_{б1} = I_{б2} = I_{б}$ и $I_{к1} = I_{к2} = \beta_I I_{б}$. При этом

$$I_1 = \beta I_{б} + 2I_{б}; \quad I_2 = \beta I_{б}.$$

Отсюда

$$I_2 = [\beta / (\beta + 2)] \cdot I_1 \cong I_1.$$

Благодаря тому, что ток I_2 пропорционален току I_1 схема называется «токовым зеркалом».

На рис. 5.3,б изображена схема ГСТ с диодным смещением, в которой для задания токов используется отношение сопротивлений резисторов, а не площадей эмиттеров. Пренебрегая током базы транзистора, величину тока через каждый из транзисторов можно определить из соотношения

$$I_1 R_1 + U_{бэ1} = I_2 R_2 + U_{бэ2} = U_{см}. \quad (5.1)$$

Разность падений напряжения база–эмиттер для двух идентичных транзисторов при данных коллекторных токах I_1 и I_2 можно записать в виде

$$\Delta U_{бэ} = U_{бэ2} - U_{бэ1} = \varphi_T \ln(I_2 / I_1) \quad (5.2)$$

Таким образом, из (5.1) и (5.2) для отношения токов

можно получить

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{R_1}{R_2} \left[1 - \frac{\varphi_T \ln(I_2 / I_1)}{R_1 I_1} \right].$$

Если падение напряжения на резисторе R_1 сравнимо с напряжением $U_{\text{бэ}}$, то второе слагаемое в квадратной скобке мало по сравнению с единицей и

$$I_2 / I_1 \cong R_1 / R_2, \quad (5.3)$$

При $I_1 R_1 \geq U_{\text{бэ}}$ равенство (5.3) выполняется с максимальной ошибкой меньше $\pm 10\%$ в диапазоне двух порядков величины тока, т.е.

$$0,1 < |I_2 / I_1| < 10$$

независимо от температуры.

ГСТ с резисторным смещением предпочтительнее простого источника с диодным смещением, изображенного на рис. 5.3,а, в случае, когда отношение I_1 / I_2 значительно отличается от единицы, поскольку отношение сопротивлений резисторов можно варьировать в более широком диапазоне, чем отношение площадей эмиттеров. При $R_1 = 0$ ток $I_2 \ll I_1$ и слабо зависит от источника питания. Эта особенность ГСТ при $R_1 = 0$ широко используется во входных каскадах операционного усилителя.

Усилительные каскады с динамической нагрузкой, обеспечивающие, как и каскады с ОЭ, максимальное усиление мощности и значительный коэффициент усиления напряжения без увеличения напряжения источника питания, получили широкое распространение, особенно в интегральных усилителях, где транзисторы обходятся дешевле резисторов. Кроме того, каскады с динамической нагрузкой способны транслировать (сдвигать вниз) уровень постоянного потенциала, что весьма существенно при непосредственных связях между каскадами.

6. Дифференциальный каскад (ДК)

6.1. Общие сведения

Дифференциальный усилитель (ДУ) – это симметричный усилитель с двумя входами и двумя выходами, используемый для усиления разности напряжений двух входных сигналов. ДУ используются в тех случаях, когда слабые сигналы можно потерять на фоне помех. Примерами таких сигналов являются цифровые сигналы, передаваемые по длинным кабелям, звуковые сигналы, радиотехнические сигналы, передаваемые по двухпроводному кабелю (двухпроводной кабель является дифференциальным), напряжения электрокардиограмм, сигналы считывания информации из магнитной памяти и многие другие. ДУ на приемном конце восстанавливает первоначальный сигнал, если синфазная помеха не очень велика. Простейшим случаем ДУ является дифференциальный каскад (ДК), как следует из названия, состоящий из одного каскада усиления.

ДК широко используются в качестве первого каскада операционных усилителей. Они играют важную роль при разработке усилителей постоянного тока, так как симметричная схема ДК по сути своей приспособлена для компенсации температурного дрейфа.

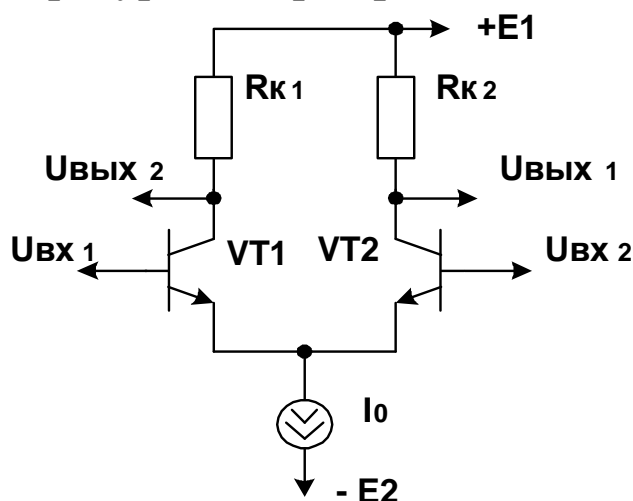


Рис. 6.1. Принципиальная схема ДК

Основная схема ДК приведена на рис. 6.1. В общую эмиттерную цепь ДК включен источник стабильного тока, который обеспечивает постоянство токов $I_{k1} + I_{k2} = I_0$. Ток I_0 не должен зависеть от уровня сигнала на входе ДК (даже при коротком замыкании в цепи нагрузки этого генератора ток I_0 должен оставаться неизменным).

Рассмотрим принцип действия ДК и его усилительные параметры на примере простейшей биполярной схемы на рис. 6.1. Предположим, что оба транзистора ДК имеют строго одинаковые характеристики и параметры, и $R_{k1} = R_{k2}$. При этом условии, если входной сигнал $U_{вх0}$, то и напряжение между выходами ДК $U_{вых2} - U_{вых1} = 0$.

Для идеального симметричного ДК в режиме баланса эмиттерный ток I_0 делится поровну между двумя усилительными транзисторами. Если пренебречь базовыми токами, можно считать, что коллекторные токи транзисторов одинаковы и равны

$$I_{k1} = I_{k2} = 0,5I_0.$$

Это соотношение не изменится, если оба входных напряжения получают приращения на одну и ту же величину (синфазный сигнал). Так как в этом режиме коллекторные токи остаются равными друг другу, то будет постоянна и разность выходных напряжений. Отсюда следует, что коэффициент усиления синфазного сигнала равен нулю.

В идеальном ДК синфазный сигнал на его входах не вызывает появление дифференциального выходного сигнала. Однако в реальной схеме наблюдается небольшой дифференциальный выходной сигнал. Он обусловлен неполной идентичностью характеристик транзисторов, разницей в значениях коллекторных сопротивлений R_{k1} и R_{k2} и внутренних сопротивлений источников, подключенных к входам каскада.

Напряжение на коллекторе каждого транзистора, называемое напряжением баланса, относительно нулевой

шины равно

$$U_{\kappa 1,2} = E_1 - 0,5I_0R_k .$$

Если $U_{\text{вх}1} > U_{\text{вх}2}$, то изменяется распределение токов в ДК: $I_{\kappa 1}$ – увеличивается, а $I_{\kappa 2}$ – уменьшается. Их сумма при этом остается равной I_0 . Поэтому $\Delta I_{\kappa 1} = -\Delta I_{\kappa 2}$. Таким образом, разность входных напряжений, в отличие от синфазного управления, вызывает изменение выходного напряжения.

При этом

$$U_{\text{вых}1} = E_1 - I_{\kappa 1}R_k; \quad U_{\text{вых}2} = E_1 - I_{\kappa 2}R_k.$$

Полный дифференциальный выходной сигнал наблюдается между выходами ДУ

$$U_{\text{вых}2} - U_{\text{вых}1} = (I_{\kappa 1} - I_{\kappa 2})R_n.$$

Изменение выходных сигналов прекращается, когда весь ток переключится в транзистор VT1. Транзистор VT2 в этом случае перейдет в состояние отсечки. Максимальная разность сигналов между выходами равна

$$U_{\text{вых}2} - U_{\text{вых}1} = I_0R_k,$$

а напряжение на коллекторе транзистора VT1 имеет минимальный уровень $E_1 - I_0R_n$.

Изменение напряжения $U_{\text{эб}}$, происходящее под воздействием температуры, действует как синфазный сигнал и, следовательно, слабо влияет на работу схемы. Поэтому для уменьшения дрейфа нуля в усилителях постоянного тока широко применяют ДК. Из-за малого дрейфа нуля ДК используют и для усиления однополярного сигнала. В этом случае один из двух входов ДК имеет нулевой потенциал. На рис. 6.2 показаны способы подачи дифференциального сигнала на ДК.

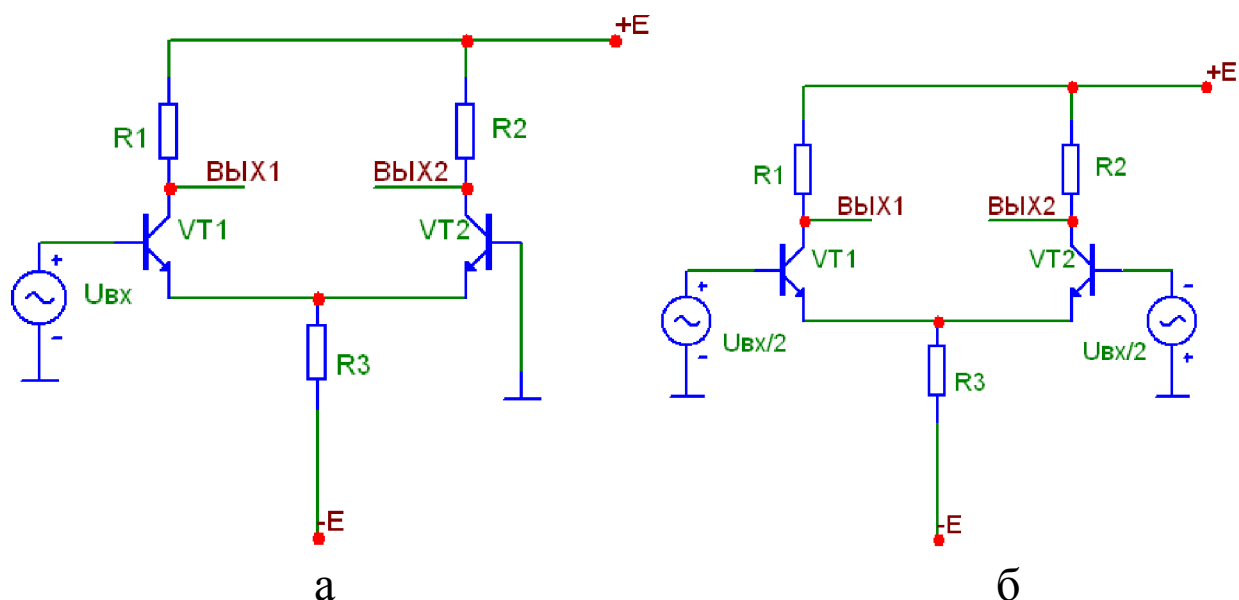


Рис. 6.2. Способы подачи сигналов на ДК:
 а – несимметричное подключение входов;
 б – симметричное подключение входов

Дифференциальный усилитель, как указывалось выше, управляется разностью напряжений, которая приложена между его входами. Сигнал, имеющийся между входами, называется дифференциальным.

Точка заземления дифференциального сигнала, как видно из рис. 6.2, может быть выбрана произвольно.

6.2. Малосигнальные усилительные параметры ДУ

Проведем анализ работы ДК с целью определения его усилительных параметров при различных схемах включения источников сигнала и подключения нагрузки. Для упрощения расчетов будем считать, что внутреннее сопротивление генератора тока имеет конечную величину.

В схеме на рис. 6.3,а генератор стабильного тока (ГСТ) моделируется резистором R_3 и источником напряжения $E_K^- - U_{эб}$.

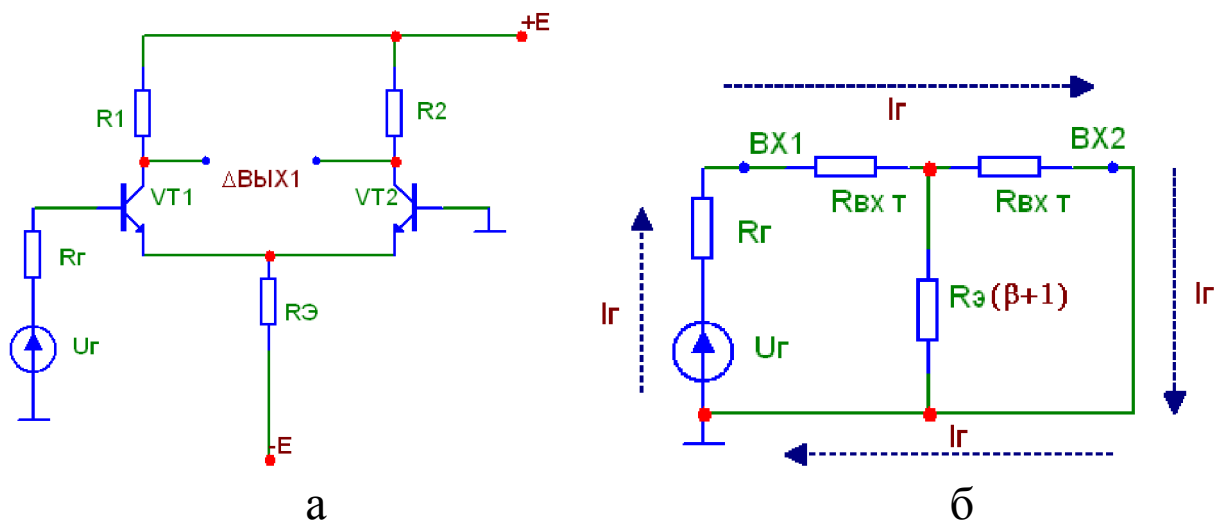


Рис. 6.3. Распределение потенциалов и токов в схеме ДК:
 а – схема ДК; б – эквивалентная схема входной цепи ДК

Предположим также, что схема на рис. 6.3,а абсолютно симметрична, т. е. сопротивления резисторов, входящих в каждое плечо, и параметры транзисторов одинаковы. Предполагаются одинаковыми и входные сопротивления транзисторов $VT1$, $VT2$. Допустим также, что внутреннее сопротивление источника сигнала R_2 намного меньше входного сопротивления, а напряжение U_2 близко к нулю.

Так как схема ДК симметрична, то ток I_0 делится поровну между усилительными транзисторами. В режиме малого сигнала приращение коллекторных токов ΔI_K много меньше $0,5I_0$. Во входной цепи усилителя от источника U_2 течет ток сигнала:

$$I_{bx} = I_c = U_2 / (R_2 + 2R_{BX T}) = U_2 / (2 R_{BX T}).$$

Цепь входного сигнала показана на рис. 6.3,б пунктирной линией. В базу транзистора $VT1$ ток втекает, и его коллекторный ток увеличивается, а из базы транзистора $VT2$ вытекает, и коллекторный ток уменьшается. Соответственно на коллекторных резисторах создаются приращения выходных сигналов

$$\Delta U_{RK} = \pm \Delta I R_K = \pm \beta I_c R_K.$$

Подставив в приведенное выражение значение входного тока, определим дифференциальный коэффициент усиления

$$K_{\partial} = \Delta U_{vbx} / U_{vx} = 2R_K \beta / (2R_{BX T}) = SR_K, \quad (6.1)$$

где $S = \Delta I_{\kappa} / \Delta U_{\varepsilon 6} = \beta / R_{BXT}$ – крутизна усиления транзистора.

Минимальный коэффициент усиления по напряжению ДК соответствует $K_{U_{\varepsilon}}$ для одиночного каскада с ОЭ. Это происходит потому, что в режиме, близком к балансу, на каждый транзистор поступает половинное входное напряжение $U_{\varepsilon x} / 2$, а приращения сигналов между выходами двух транзисторов суммируются. В этом режиме крутизна усиления наибольшая.

Формула (6.1) верна как для биполярных, так и для униполярных дифференциальных каскадов, усилительные транзисторы которых имеют крутизну S . Если в выражение (6.1) подставить значение крутизны биполярного транзистора

$$S = I_{\varepsilon} / \varphi_T = I_0 / 2\varphi_T,$$

то получим зависимость K_{∂} от тока, равную

$$K_{\partial} = R_{\kappa} I_0 / (2\varphi_T).$$

Дифференциальный коэффициент усиления биполярного ДК прямо пропорционален сопротивлению нагрузки R_{κ} , уровню тока I_0 и обратно пропорционален температурному коэффициенту. Значение K_{∂} от коэффициента β не зависит (при $\beta \gg 1$).

На рис. 6.3,б показана малосигнальная эквивалентная схема входной цепи ДК, нагружающая дифференциальный источник сигнала. Так как эмиттерный ток каждого транзистора в $(\beta + 1)$ раз превышает базовый, то сопротивление резистора пересчитывается в контур входного тока с коэффициентом $(\beta + 1)$. Так как сопротивление R_{ε} велико, то можно считать, что входное дифференциальное сопротивление ДК, наблюдаемое между его входами $Vx 1$ и $Vx 2$, равно

$$R_{\varepsilon \partial} = 2\varphi_T (\beta + 1) / I_{\varepsilon} = 4\varphi_T (\beta + 1) / I_0.$$

Рассмотрим теперь случай, когда оба входа ДК объединены и на них подан общий синфазный сигнал E_c (рис. 6.4).

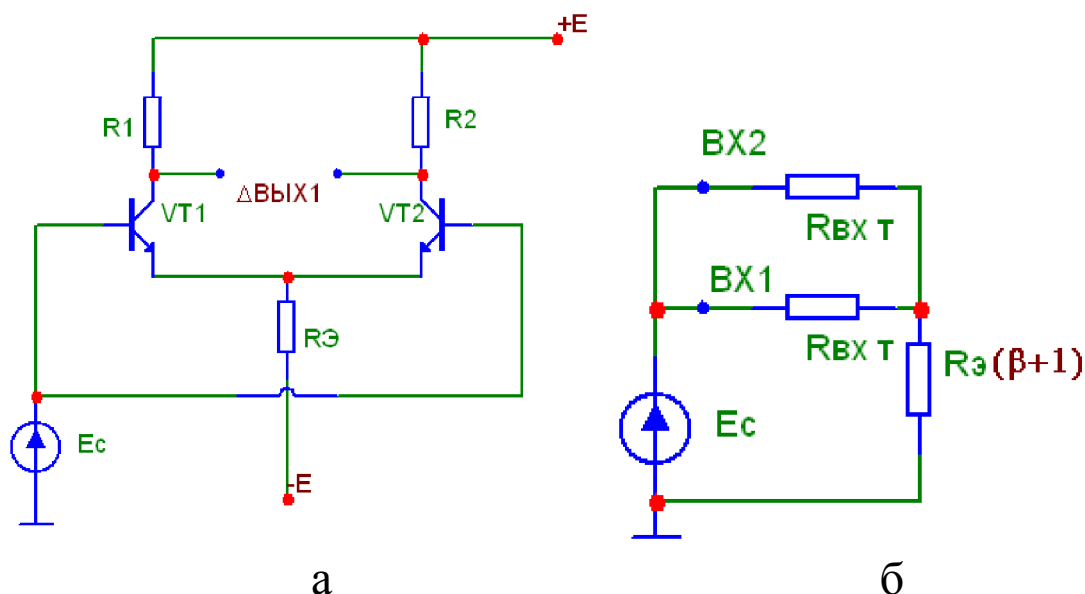


Рис.6.4. Определение коэффициента передачи синфазного сигнала: а – схема для расчета синфазного коэффициента передачи; б – эквивалентная схема входного сопротивления ДК для синфазного сигнала

В синфазном режиме за счет тока синфазного сигнала $I_{cc}/2$ уровень тока I_c увеличивается на величину $I_{cc}(\beta+1)$. Соответственно приращение коллекторных токов составляет $\Delta I = 0,5\beta I_{cc}$. На рис. 6.4,б показана эквивалентная схема входной цепи ДК для синфазного сигнала.

Так как

$$I_{cc} = E_c / [0,5R_{BX T} + R_э(1 + \beta)],$$

то приращение коллекторного напряжения равно

$$\Delta U_{вых} = \Delta I R_k \cong E_c R_k / (2R_э).$$

Таким образом, если входное сопротивление транзистора много меньше сопротивления $R_э$, то абсолютное значение коэффициента передачи синфазного сигнала равно

$$K_c = R_k / 2R_э \quad (6.2)$$

и уровень тока I_{cc} оказывается тем меньше, чем больше выбрано сопротивление резистора $R_э$. Выражение (6.2) приблизительно, так как оно не отражает увеличение K_c за счет асимметрии плеч ДК и не учитывает R_2 . Реально K_c имеет большое число составляющих, которые сложным образом зависят от разбаланса элементов, структуры схемы и частоты

сигнала.

Если синфазная ошибка накладывается на выходной дифференциальный сигнал одного плеча, то ее можно пересчитать во входную цепь через полный дифференциальный коэффициент усиления, т. е. K_∂ . Выходные синфазные ошибки усиления сигнала, приведенные к входу, позволяют определить минимальный уровень входного сигнала между входами, который может быть обнаружен на фоне выходных сигнальных ошибок.

Таким образом, напряжение E_c , присутствующее на входах ДУ, вызывает между этими входами эквивалентное дифференциальное напряжение ошибки, равное

$$\Delta U_c = E_c K_c / K_\partial.$$

Качество ДК характеризуется отношением K_∂/K_c коэффициентом ослабления синфазного сигнала (КОСС), показывающим способность ДК различать дифференциальный сигнал на фоне синфазного напряжения. Отношение

$$\frac{K_\partial}{K_c} = \frac{2 \cdot R_\partial S R_k}{R_k} = 2 \cdot R_\partial S$$

пригодно для анализа любых (полевых и биполярных) ДК.

Для биполярного ДК

$$\frac{K_\partial}{K_c} = \frac{2\beta R_\partial}{R_{ВХТ}} = \frac{I_0 R_\partial}{\Phi_T}.$$

Наиболее часто используется логарифмическая форма этого параметра: коэффициент ослабления синфазного сигнала в децибелах

$$K_{осф} = 20 \lg \frac{K_{U_\partial}}{K_{U_c}}.$$

Для современных полупроводниковых ДК значение КОСС находится в пределах от 60 до 100 дБ.

Синфазное входное сопротивление R_c , как и K_c , определяется выходным сопротивлением генератора

стабильного тока R_9 . Значение R_c всегда на несколько порядков больше, чем $R_{ex \delta}$:

$$R_{ex c} = 0,5R_{BX T} + (\beta + 1)R_9 \cong (1 + \beta)R_9 .$$

Выходное сопротивление ДК определяется параллельным включением резистора коллекторной нагрузки R_k и выходным сопротивлением усилительного транзистора.

7. Широкополосные усилители

7.1. Общие сведения

На практике часто требуются усилители с широкой полосой пропускания. Простейшая схема с ОЭ обычно не может обеспечить равномерное усиление в широком диапазоне частот. Для получения широкой полосы частот применяют следующие меры:

7.2. Расширение полосы пропускания в области низких частот

1. Применяют разделительные и блокирующие конденсаторы большой емкости.

2. Непосредственную связь между каскадами.

Последний вариант предпочтительнее, так как конденсаторы большой емкости, как правило, электролитические и обладают низкой надежностью и вносят дополнительные искажения и шумы. Кроме того, непосредственная связь обеспечивает усиление даже на нулевой частоте (по постоянному току).

7.3. Расширение полосы пропускания в области высоких частот

1. Применяют высокочастотные транзисторы с большой верхней граничной частотой.

2. Применяют корректирующие четырехполосники, усиленный сигнал подается на четырехполосник, которого коэффициент передачи возрастает с частотой. Следовательно, выходное напряжение изменяется с частотой меньше чем напряжение на его входе.

3. Усложняют нагрузку каскада, нагружая каскад элементом, сопротивление которого увеличивается с ростом частоты (обычно индуктивностью).

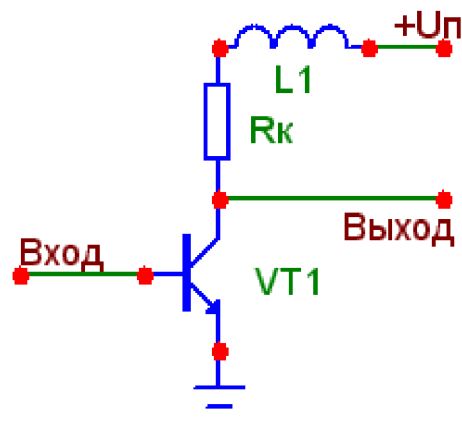


Рис. 7.1. Схема с усложненной нагрузкой

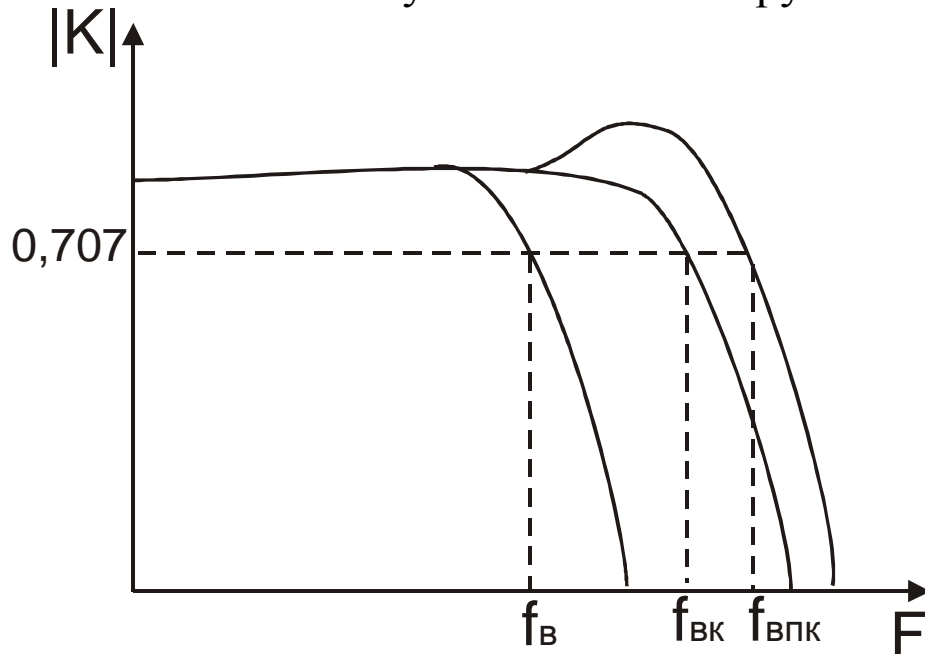


Рис. 7.2.

$f_{в}$ верхняя граничная частота без коррекции

$f_{вк}$ верхняя граничная частота с коррекцией

$f_{впк}$ верхняя граничная частота с перекоррекцией

при увеличении частоты растет и комплексное сопротивление в индуктивности L_1 в цепи коллектора, следовательно, и коэффициент усиления каскада.

В случае перекоррекции происходит подъем K_U в области высоких частот, однако ширина полосы пропускания увеличивается незначительно.

4. Применение обратных связей.

5. Применение составных высокочастотных схем.

Прохождение высокочастотных сигналов по электрическим цепям имеет ряд особенностей, из которых важнейшими являются сильное влияние паразитных параметров (в первую очередь, емкостей).

Как известно, из трех основных схем включения транзистора наибольшим коэффициентом усиления по мощности обладает схема с общим эмиттером (ОЭ).

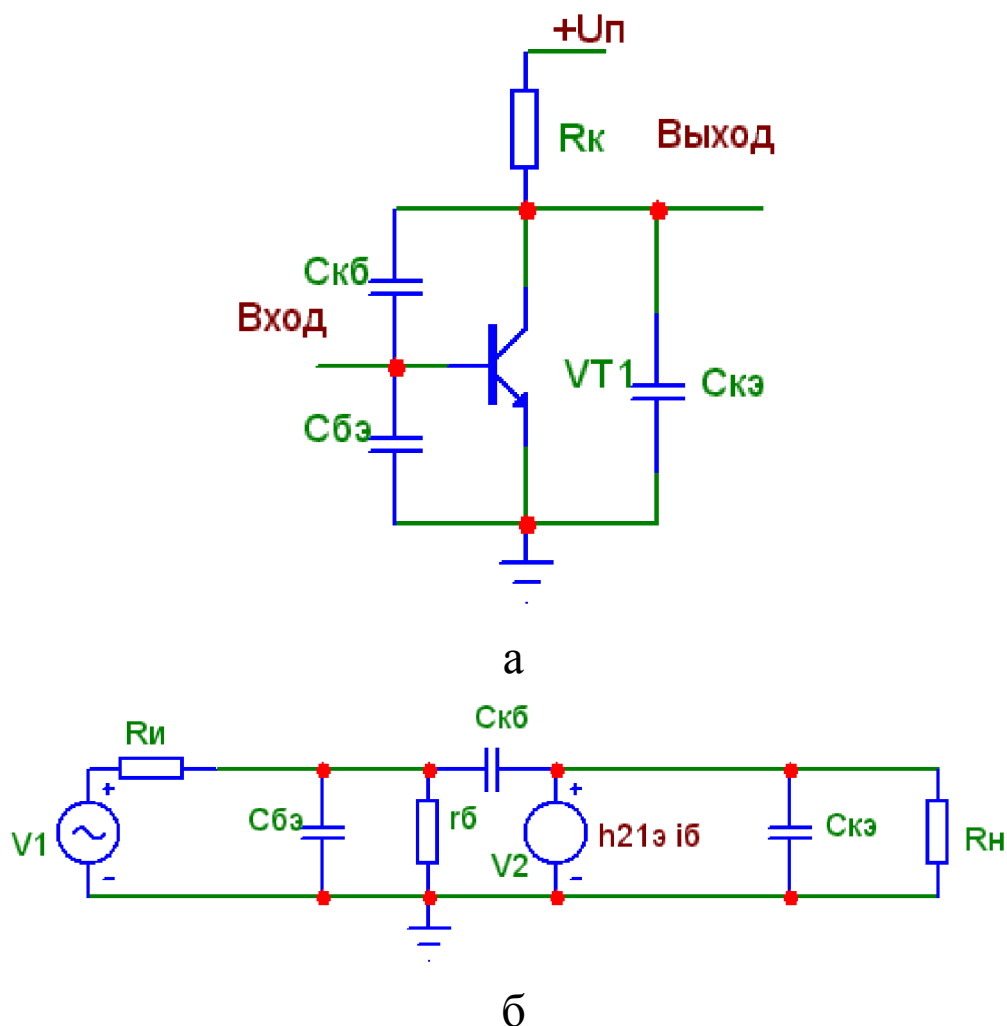


Рис.7.3. Каскад с общим эмиттером (а) и его ВЧ-модель(б)

Однако эта схема имеет наихудшие частотные свойства. Всеми виной эффект Миллера, вызванный емкостной отрицательной обратной связью и превращающий усилитель на высоких частотах в грубое подобие интегратора.

Постоянная времени этой цепи согласно упрощенной ВЧ-модели каскада с ОЭ, приведенной на рис. 7.3,б, определяется из выражения:

$$\tau = (1 + K_U) C_{кб} (R_{и} || r_{б}), \quad (7.1)$$

где K_U – коэффициент усиления каскада на средних частотах.

В схеме с общей базой не наблюдается эффект Миллера, но для усиления сигнала по мощности она должна получать его от низкоомного источника и работать на высокоомную нагрузку, что не всегда возможно.

Каскад с общим коллектором (эмиттерный повторитель) также обеспечивает широкую полосу пропускания, но не усиливает сигнал по напряжению. Поэтому для построения широкополосных усилителей часто применяют более сложные составные схемы включения транзисторов.

Первая из этих схем (рис. 7.4) (цепи смещения не показаны) может быть использована для построения магистральных усилителей (драйверов линий), имеющих очень низкие входное и выходное сопротивления, а также в приемниках ультразвуковых сигналов.

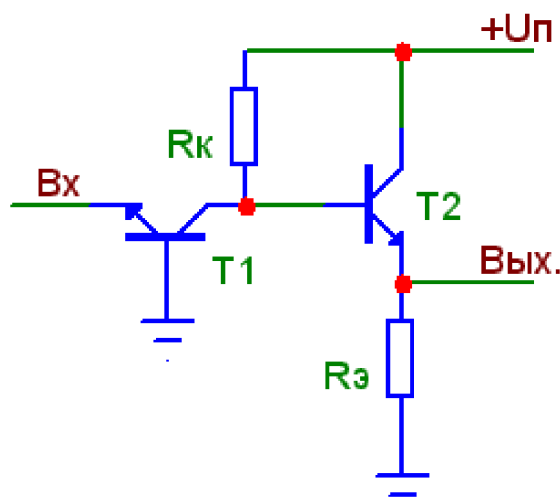


Рис. 7.4. Схема общая база – общий коллектор

Достаточное усиление сигнала по напряжению обеспечивается подключением к входу каскада усиления напряжения с общей базой на транзисторе T_1 , подключением эмиттерного повторителя на транзисторе T_2 можно обеспечить высокое сопротивление в цепи коллектора транзистора T_1 , что обеспечивает большой коэффициент усиления каскада с ОБ. Кроме того, каскад с ОК обеспечивает большой коэффициент усиления по току и хорошее согласование с низкоомной нагрузкой.

Другим способом устранения основного недостатка схемы с ОЭ является каскодная схема (рис. 7.5). Входной транзистор T_1 включен по схеме с ОЭ, а выходной транзистор T_2 по схеме с ОБ. Так как схема с ОБ обладает малым входным сопротивлением, и является нагрузкой входного транзистора T_1 , то коэффициент усиления входного каскада по напряжению очень мал и эффект Миллера отсутствует. В каскодном усилителе транзисторы T_1 , T_2 и резистор R_K с источником питания соединены последовательно. В результате через оба транзистора протекает один и тот же ток. Если подобное соединение рассматривать как своеобразный составной транзистор, то его коэффициент передачи тока незначительно отличается от коэффициента передачи тока транзистора T_2 . Следовательно,

коэффициент усиления напряжения почти не отличается от коэффициента усиления каскада с ОБ.

$$K = \alpha \frac{R_K}{R_{BX}}$$

Так как нагрузкой каскада с ОЭ является очень низкое входное сопротивление каскада с ОБ, то каскад с ОЭ работает в режиме близком к режиму короткого замыкания. Соответственно, транзисторы T_1 и T_2 связаны между собой с помощью незначительных взаимных сопротивлений, то входные и выходные цепи каскодного усилителя практически развязаны. Таким образом, выходная цепь не оказывает заметного влияния на входное сопротивление и наоборот. Соответственно входное сопротивление примерно равно входному сопротивлению аналогичного каскада с ОЭ, а выходное сопротивление примерно равно выходному сопротивлению аналогичного каскада с ОБ.

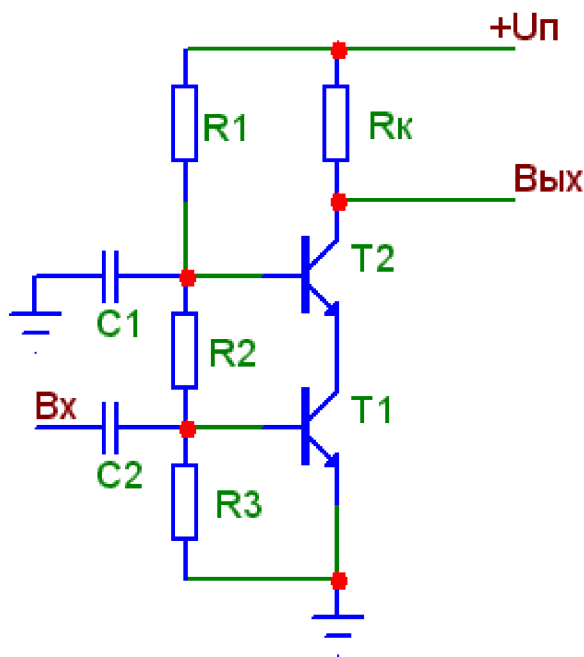


Рис.7.5. Каскодная схема включения

Схему на рис. 7.6, часто называют несимметричным дифференциальным каскадом и широко используют во входных каскадах ОУ.

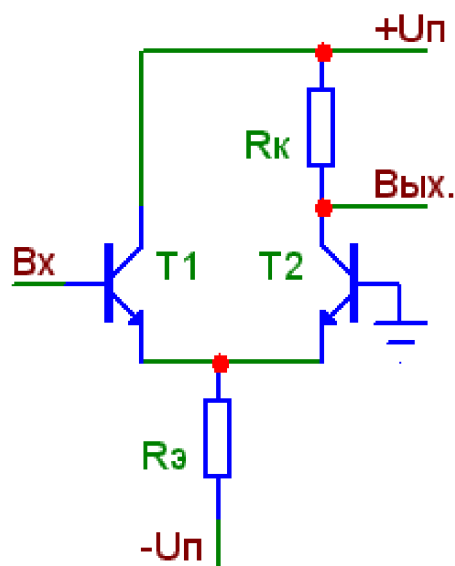


Рис.7.6. Несимметричный дифференциальный каскад

Здесь эффект Миллера невозможен так как фактически последовательно соединены каскад с ОК на транзисторе T_1 и каскад с ОБ на транзисторе T_2 .

В таком усилителе транзистор T_1 включен по схеме с ОК и соответственно обеспечивает усиление по току, а транзистор T_2 включен по схеме с ОБ и соответственно обеспечивает усиление по напряжению. Следовательно, коэффициент усиления напряжения почти не отличается от коэффициента усиления каскада с ОБ:

$$K = \alpha \frac{R_K}{R_{ВХ}}$$

Так как нагрузкой каскада с ОК является очень низкое входное сопротивление каскада с ОБ, то каскад с ОК работает в режиме близком к режиму короткого замыкания. Соответственно, транзисторы T_1 и T_2 связаны между собой с помощью незначительных взаимных сопротивлений, то входные и выходные цепи несимметричного дифференциального усилителя практически развязаны. Таким образом, выходная цепь не оказывает заметного влияния на входное сопротивление и наоборот. Соответственно входное сопротивление примерно равно входному сопротивлению аналогичного каскада с ОК, а выходное сопротивление

примерно равно выходному сопротивлению аналогичного каскада с ОБ.

Низкое выходное сопротивление эмиттерного повторителя на T_1 , (рис. 7.7) позволяет заметно снизить постоянную времени звена обратной связи каскада с ОЭ на транзисторе T_2 , как это следует из (1), и, следовательно, повысить частоту среза.

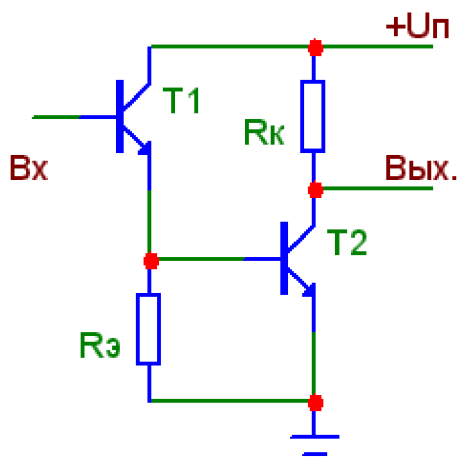


Рис.7.7. Схема общий коллектор – общий эмиттер

Эта схема часто применяется в каскадах усиления напряжения ОУ. Преимуществом данной схемы является также высокое входное сопротивление обусловленное каскадом с ОК и высокий коэффициент усиления по напряжению обусловленный каскадом с ОЭ.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Мамонкин И. Г. Усилительные устройства. – М.: Связь, 1977. – 357 с.
2. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника: учебное пособие для приборостроит. спец. вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Высш. шк., 1991. – 622 с.
3. Прянишников В.А. Электроника: полный курс лекций. – 3-е изд., испр. и доп. – СПб.: Учитель и ученик: КОРОНА-принт, 2003. – 416 с.
4. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных интегральных схем. – М.: Мир, 1995. – 250 с.
5. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство: пер. с нем.– М.: Мир, 1982. – 512 с.
6. Мошиц Г., Хорн П. Проектирование активных фильтров: пер. с англ. – М.: Мир, 1984. – 320 с.
7. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства. – 2-е изд. – М.: Связь, 1977. – С. 310–346.
8. Масленников В.В., Сироткин А.П. Избирательные РС-усилители. – М.: Энергия, 1980. – 217 с.

Кравец Андрей Владимирович

Учебно-методическое пособие

по курсу

Схемотехника аналоговых электронных устройств

Часть 1

Ответственный за выпуск Кравец А.В.

Редактор Чиканенко Л.В.

Корректор Чиканенко Л.В.

Подписано в печать

Заказ №

Тираж 10 экз.

Формат 60x84 1/16. Усл. п.л. – 5,0. Уч. – изд. л. – 4,9.

Издательство Южного федерального университета

344091, г. Ростов-на-Дону, пр. Стачки, 200/1.

Тел. (863)2478051.

Отпечатано в Секторе обеспечения полиграфической
продукцией кампуса в г. Таганроге отдела полиграфической,
корпоративной и сувенирной продукции
ИПК КИБИ МЕДИА ЦЕНТРА ЮФУ.

ГСП 17 А, Таганрог, 28, Энгельса, 1.

Тел. (8634)371717, 371655.