К.Д. Абрамов, С.К. Абрамов

ОСНОВЫ СХЕМОТЕХНИКИ

2006

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ УКРАИНЫ
Национальный аэрокосмический университет
им. Н.Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт»

К.Д. Абрамов, С.К. Абрамов

ОСНОВЫ СХЕМОТЕХНИКИ

Учебное пособие

Харьков «ХАИ» 2006

УДК 621.375.075

Основы схемотехники / К.Д. Абрамов, С.К. Абрамов. – Учеб. пособие. – Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2006. – 88 с.

Рассмотрены схемотехника и теория линейных каскадов транзисторных усилителей при различных способах включения активного элемента, способы их связи с источниками сигналов и нагрузкой. Изложены вопросы стабилизации режимов работы, межкаскадного согласования, управления коэффициентом усиления, полосой пропускания, входным сопротивлением. Представлена схемотехника вспомогательных устройств усилителей – генераторов стабильного тока, составных транзисторов, умножителей емкости.

Для студентов, специализирующихся в области радиоэлектронных систем и комплексов, технологий и средств телекоммуникаций, а также информационных сетей связи.

Ил. 74. Табл. 2. Библиогр.: 13 назв.

Р е ц е н з е н т ы : д-р техн. наук, проф. Г.П. Кулемин,
канд. физ.-мат. наук, доц. Н.Н. Украинец

© Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт», 2006 г.

1. СТРУКТУРНАЯ СХЕМА УСИЛИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА

Основным базовым элементом любого радиотехнического устройства, будь то аналоговая или цифровая схемотехника, является усилитель.

Усиление – это разновидность процесса управления энергией. Усилительные устройства, в которых осуществляется управление энергией электрического поля с помощью управляющих электрических колебаний, называются электронными усилителями [1].

В самом общем случае структурную схему электронного усилительного устройства можно представить в виде, изображенном на рис. 1.1 [1].

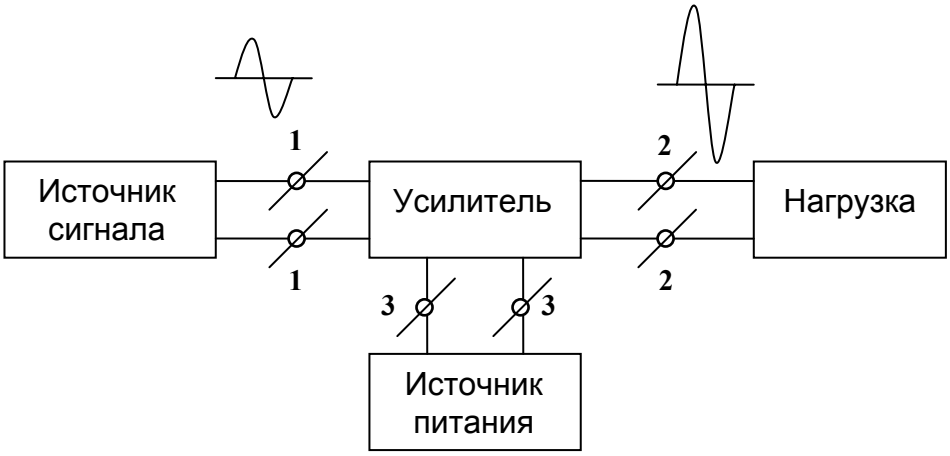


Рис. 1.1

1.1. Источник сигнала

Это преобразователь какого-либо вида энергии в энергию электрических колебаний (например, микрофон, магнитная головка, детектор, датчики механические, магнитные, оптические, биотехнические и т.д.).

Источник сигнала – это ***активный двухполюсник***.

В то же время известно, что любой активный двухполюсник можно представить либо в виде эквивалентного генератора напряжения (рис. 1.2, а), либо в виде эквивалентного генератора тока (рис. 1.2, б).

Здесь E_c – ЭДС, Z_c – внутреннее сопротивление, I_c – ток короткого замыкания, а Y_c – внутренняя проводимость источника сигнала. В самом общем случае все эти величины комплексные.

Если представить внутреннее сопротивление и внутреннюю проводимость источника сигнала как сумму действительной (активной) и мнимой (реактивной) составляющих, т.е. $Z_c = r_c + jx_c$ и $Y_c = g_c + jb_c$, то эквивалентная схема источника сигнала может быть изображена в виде, представленном на рис. 1.2, в и 1.2, г.

Существует вполне определенная связь между параметрами схемы генератора тока и генератора напряжения: $Y_c = 1/Z_c$, $I_c = E_c/Z_c$.

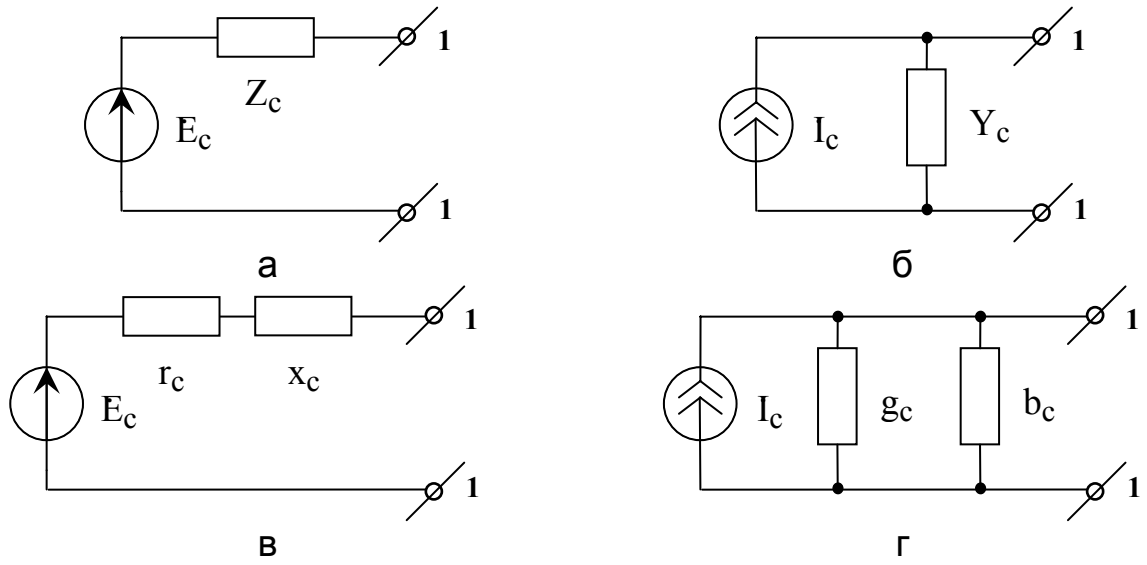


Рис. 1.2

На практике представляет интерес случай, когда внутреннее сопротивление источника сигнала – действительная величина, т.е. $x_c = 0$.

Итак, для расчета усилительного устройства совсем не обязательно знать конструкцию источника сигнала, его принцип действия – достаточно иметь сведения о его двух параметрах: ЭДС E_c и внутреннем сопротивлении Z_c либо о токе короткого замыкания I_c и его внутренней проводимости Y_c.

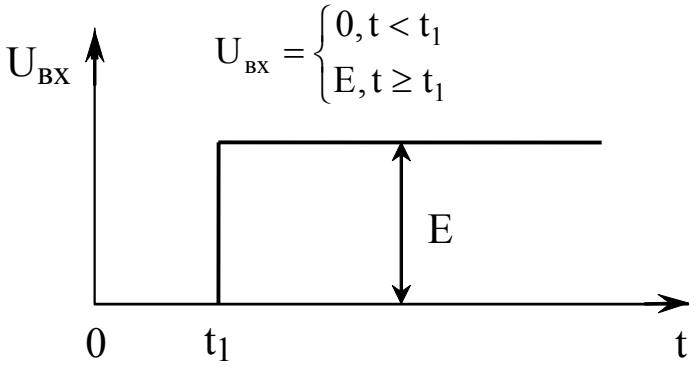


Рис. 1.3

Сведения об этих параметрах можно взять из справочной литературы.

Оказывается удобным в качестве испытательного (тестового) сигнала при проведении теоретических и экспериментальных исследований на вход усилителя подавать простейшие сигналы. Чаще всего это либо синусоидальное (косинусоидальное) напряжение, либо скачок постоянного напряжения (рис. 1.3).

1.2. Нагрузка

Это преобразователь энергии электрических колебаний в какой-либо вид энергии, удобный для восприятия человеком, – в звуковые или оптические колебания (например, головные телефоны, динамик, акустическая колонка, электронно-лучевая трубка).

Из рис. 1.1 видно, что нагрузка – это пассивный двухполюсник (он поглощает энергию). Пассивный двухполюсник в самом общем виде можно заменить либо эквивалентным комплексным сопротивлением

$Z_н = r_н + jx_н$ (рис. 1.4, а), либо эквивалентной комплексной проводимостью $Y_н = g_н + jb_н$ (рис. 1.4, б).

На практике наибольший интерес представляют два частных случая:

1. Когда $x_н = 0$. Это случай работы на головные телефоны, динамик, акустическую колонку.

2. Когда сопротивление нагрузки имеет чисто емкостный характер, т.е. $r_н = 0$, а $x_н = 1/\omega C_н$. Это случай работы на электронно-лучевую трубку (осциллограф, телевизор, дисплей).

Таким образом, оказалось, что для расчета усилителя не обязательно знать конструкцию нагрузки и ее принцип действия. Достаточно знать либо $Z_н$, либо $Y_н$.

Значения этих величин также можно взять из справочной литературы.

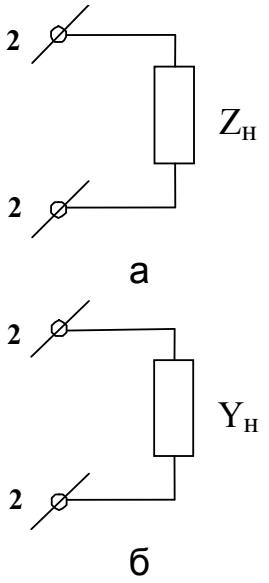


Рис. 1.4

1.3. Источник питания

Это активный двухполюсник, специфика которого заключается в том, что на его выходе формируются не переменные, а неизменные во времени ток и напряжение. Этот двухполюсник обычно представляют в виде генератора постоянного напряжения (рис. 1.5), где $E_п$ – постоянная ЭДС, $R_п$ – внутреннее сопротивление источника питания.

Вновь приходим к выводу, что при анализе и расчете усилителя нас не интересуют ни конструкция, ни принцип действия источника питания, достаточно знать только два его параметра: ЭДС $E_П$ и внутреннее сопротивление $R_П$.

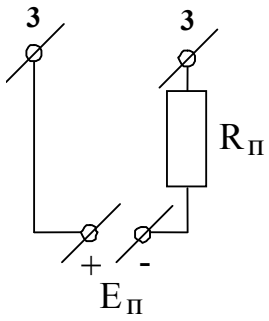


Рис. 1.5

1.4. Усилитель

Усилитель представляет собой шестиполюсник. Однако два его полюса 3-3 выполняют вспомогательную функцию: к ним подключается источник питания. Усиливаемый сигнал подается на полюсы 1-1, а усиленный – снимается с полюсов 2-2, т.е. ***по сигналу усилитель – четырехполюсник.***

Кроме того, усилитель обладает следующими свойствами:

1. Это ***многокаскадное устройство*** (рис. 1.6).

Все каскады включаются друг с другом последовательно, а по отношению к источнику питания параллельно. Каждый каскад по сигналу является четырехполюсником.

2. ***Усилитель, как и каждый его каскад, – это преобразователь энергии источника питания в энергию полезных усиливаемых колебаний без искажения формы сигнала*** [1, 2].

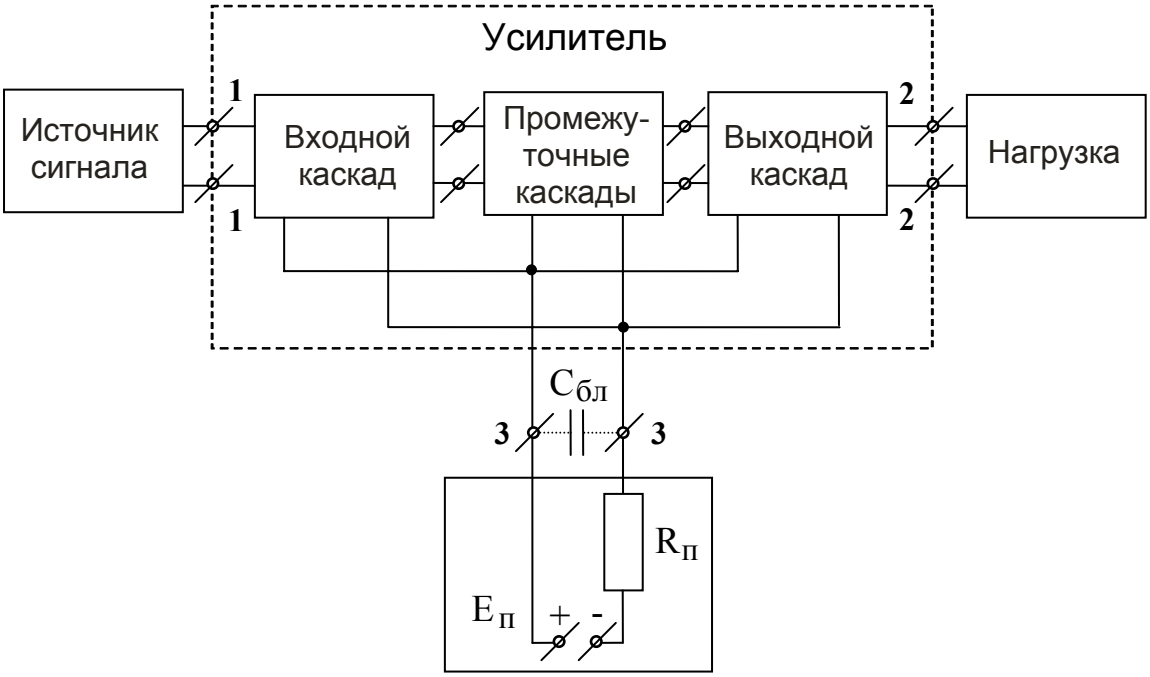
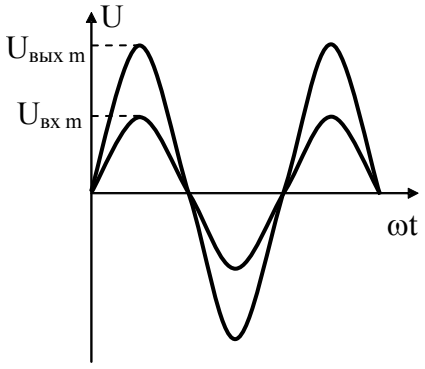
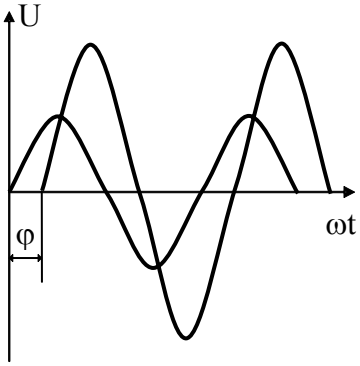


Рис. 1.6

Следует пояснить, что подразумевают под неискаженной передачей формы сигнала. Так, если на вход усилителя подается синусоидальное колебание частотой ω, то на выходе также должно быть синусоидальное колебание с той же частотой (периодом)(рис. 1.7, а).



а



б

Рис. 1.7

Из рисунка видно, что энергия от источника питания отбирается в разные моменты времени по-разному с тем, чтобы сохранить форму сигнала на выходе. При переходе через „0” отбора энергии не происходит, максимально же энергия отбирается от источника питания и вкладывается в сигнал в момент перехода через максимум.

Отличие сигнала на выходе от сигнала на входе в этом случае будет заключаться лишь в амплитудах входного и выходного колебаний. Это отличие обычно используют при сравнении различных усилителей по их усилительным свойствам. Для этого вводят понятие коэффициента усиления каскада, который показывает, во сколько раз амплитуда колебания на выходе усилителя больше амплитуды на его входе. Коэффициент усиления различают по напряжению $K_u = U_{m\,вых}/U_{m\,вх}$, току $K_i = I_{m\,вых}/I_{m\,вх}$ и мощности $K_p = P_{вых}/P_{вх}$.

Усилительный каскад в своем составе обязательно содержит реактивные элементы, наличие которых приводит к возникновению

фазового сдвига φ между колебаниями на входе и выходе (рис. 1.7, б), что удобно учитывать при записи выражения для коэффициента усиления в комплексном виде:

$$\dot{K} = \dot{K}_u = \left|\dot{K}\right| e^{j\varphi} = K e^{j\varphi}, \qquad (1.1)$$

где K – модуль коэффициента усиления.

В радиотехнике существует понятие ***обратной связи***. В соответствии со структурной схемой усилительного устройства накопление энергии происходит в направлении со входа на выход. Это основное направление передачи энергии. Если же энергия передается в обратном направлении, т.е. с выхода на вход, то в этом случае говорят, что возникла обратная связь.

Для изменения свойств каскада вводят обратную связь. Такой обратной связью можно управлять. Однако она может возникнуть и самопроизвольно. Такой вид обратной связи получил название паразитной обратной связи, которая может привести к самовозбуждению каскада. В этом случае каскад из усилителя превращается в генератор, на выходе которого возникают немодулированные высокочастотные колебания.

Рассмотрим, что происходит в схеме многокаскадного усилительного устройства. Постоянные токи от источника питания и переменные токи, возникающие при подаче сигнала на вход усилителя, каждого каскада (см. рис. 1.6) протекают через внутреннее сопротивление $R_п$ источника питания. Каждый из переменных токов создает на сопротивлении $R_п$ падение напряжения. Таким образом, за счет протекания переменного тока каждого каскада на сопротивлении $R_п$ выделяется энергия.

Поскольку все каскады через внутреннее сопротивление $R_п$ источника питания связаны друг с другом, то часть энергии из выходного каскада окажется приложенной ко всем предыдущим каскадам. Произойдет передача энергии с выхода на вход, т.е. возникнет обратная связь, причем это паразитная обратная связь, и ее необходимо устранить.

Это можно сделать лишь в том случае, если для переменного тока создать новый путь протекания. Переменный ток не должен протекать через сопротивление $R_п$. Для этого между полюсами 3-3 подключают блокировочный конденсатор $C_{бл}$ большой емкости (на рис. 1.6 показан пунктиром) [1].

Как известно, сопротивление конденсатора вычисляется по формуле

$$X_{Cбл}=1/\omega C_{бл}, \qquad (1.2)$$

где ω – частота колебаний; $C_{бл}$ – емкость конденсатора.

На практике $C_{бл}$ имеет порядок сотен и тысяч микрофарад (***очень большая величина!***). За счет этого сопротивление конденсатора переменному току, даже на самой нижней частоте усиливаемых колебаний, стремится к нулю. Переменные токи всех каскадов теперь замыкаются через $C_{бл}$. Обратная связь отсутствует, т.к. сопротивление между полюсами 3-3 по переменному току ***равно нулю***.

При анализе любого каскада по переменному току ***источник питания на принципиальной схеме следует заменить короткозамкнутой перемычкой***.

Современные стабилизированные электронные источники питания имеют внутреннее сопротивление $R_п$, измеряемое долями ом. Это дает возможность по постоянному току пренебречь величиной $R_п$, поэтому на принципиальных схемах принято изображать источник питания без $R_п$.

Как было отмечено, в любом каскаде происходит преобразование энергии источника питания в энергию полезных колебаний без искажения формы сигнала. Такое преобразование можно получить, используя только ***активные элементы*** [1, 2]: биполярные и полевые транзисторы, электронные лампы. Их условные обозначения показаны на рис. 1.8.

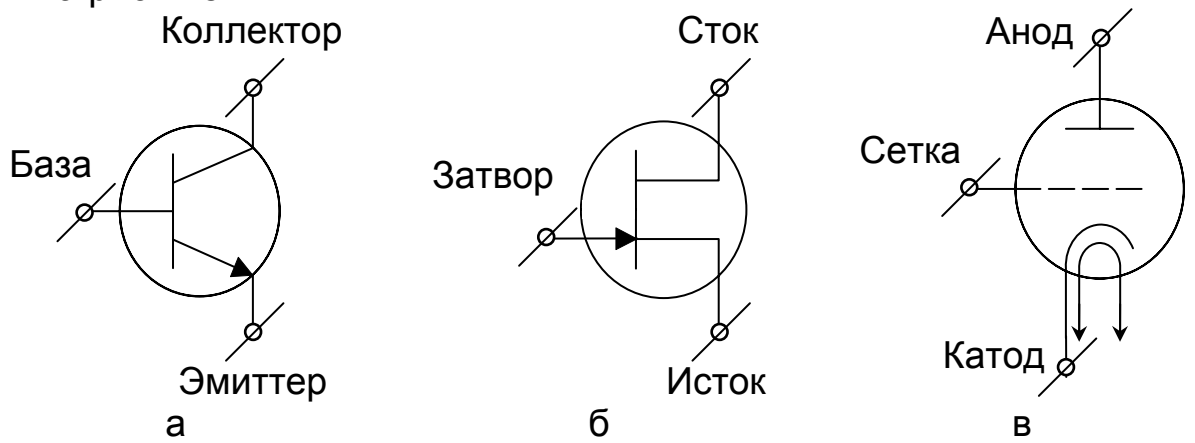


Рис. 1.8

1.5. Классификация усилительных устройств

Классификацию усилительных устройств удобно провести по частотному признаку, т.е. по виду амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) – зависимости модуля коэффициента усиления от частоты.

По этому критерию все усилительные устройства можно подразделить на три класса: усилители звуковых частот (УЗЧ), усилители постоянного тока (УПТ), избирательные усилители (ИУ). На рис. 1.9 представлены АЧХ этих усилителей, где $f_н$ – нижняя граничная частота усилителя; $f_в$ – верхняя граничная частота усилителя; $f_о$ – средняя, или резонансная, частота.

Характерной особенностью УЗЧ является то, что отношение $f_в/f_н$ в нем гораздо больше единицы. В современных высококачественных УЗЧ $f_н = 20$ Гц, а $f_в = 20$ кГц, т.е. отношение равно 10^3.

Для УПТ главным отличительным признаком является то, что его нижняя граничная частота равна нулю, т.е. этот усилитель усиливает изменение постоянного тока или напряжения.

Для ИУ отличительным признаком является то, что в нем отношение $f_в/f_н \approx 1$.

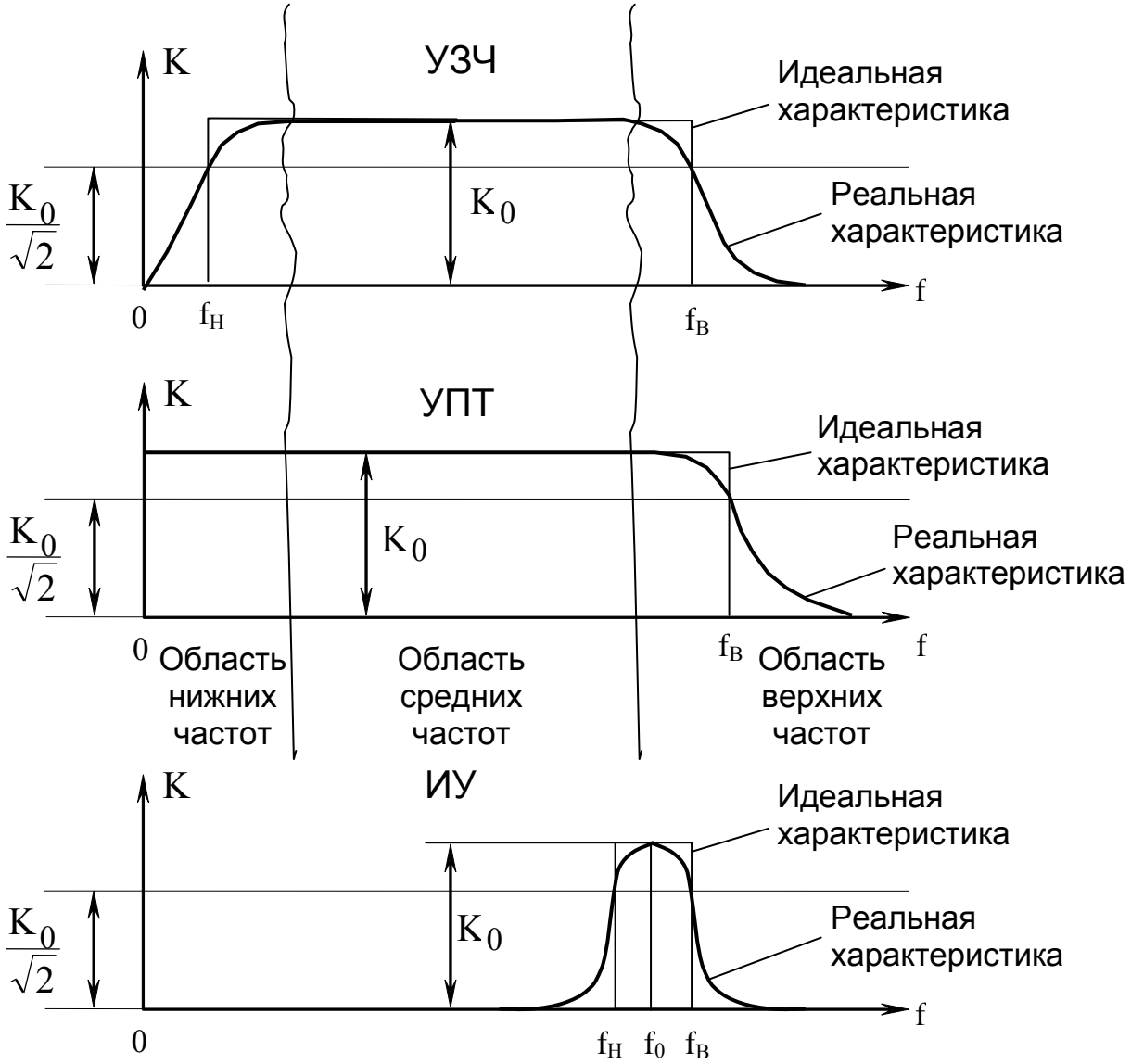


Рис. 1.9

2. ТРАНЗИСТОР – ЛИНЕЙНЫЙ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИК

Активный элемент, как было установлено, является основной частью любого усилительного каскада. Однако каскад – это четырехполюсник, а его основной элемент (далее все рассматривается на примере биполярного транзистора) – трехполюсник.

В связи с этим возникает необходимость включить транзистор таким образом, чтобы из него получился четырехполюсник. Для этого один из электродов делают общим для входа и выхода.

2.1. Схемы включения транзистора

В зависимости от того, какой электрод выполняют общим, различают: схему с общим эмиттером (СОЭ) (рис. 2.1, а); схему с общим коллектором (СОК) (рис. 2.1, б); схему с общей базой (СОБ) (рис. 2.1, в).

Обычно общий электрод в любой схеме по переменному току соединяют с корпусом.

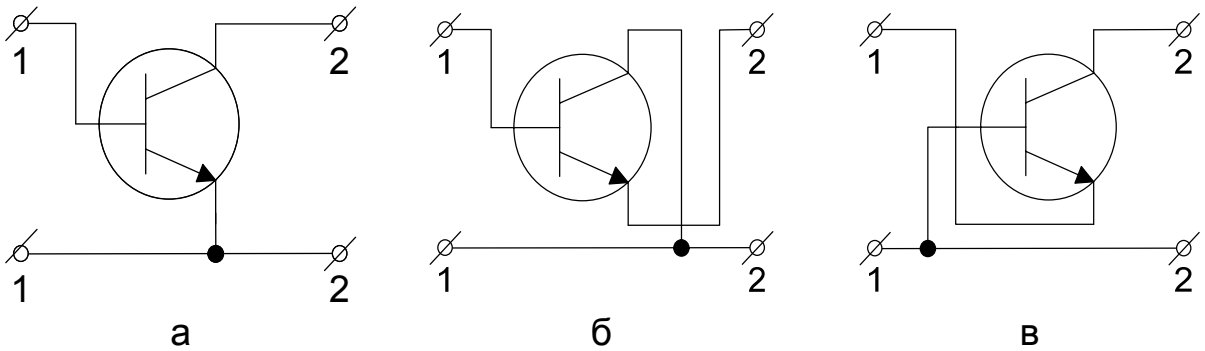


Рис. 2.1

2.2. Системы g- и y- параметров транзистора

Одной из важнейших задач теории электронных усилителей является получение аналитических выражений для расчета усилительного каскада. Для этого прежде всего необходимо аналитически описать его основной элемент – транзистор.

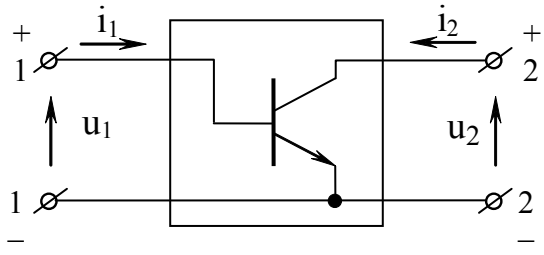


Рис. 2.2

По какой бы схеме не был включен транзистор, его можно представить четырехполюсником (рис. 2.2). Однако для большей конкретности положим, что транзистор внутри этого четырехполюсника включен по самой распространенной схеме – СОЭ. Из рисунка видно, что во входной и выходной цепях транзистора могут протекать токи.

Пусть во входной цепи протекает ток i_1 в направлении, которое указывает стрелка эмиттера. Этот ток будет протекать, если между полюсами 1-1 обеспечить напряжение u_1, причем заданное направление тока выдерживается, если потенциал верхнего полюса больше потенциала нижнего. Стрелкой при u_1 указывается направление возрастания потенциала. Аналогичные рассуждения справедливы и для выходного тока i_2.

Токи и напряжения можно связать между собой законом Ома. Для этого, в самом общем случае, воспользуемся записью закона Ома в дифференциальном виде [3], предварительно заменив конечные значения токов и напряжений в схеме рис. 2.2 на бесконечно малые:

$$\begin{cases} di_1 = \varphi_1(du_1, du_2); \\ di_2 = \varphi_2(du_1, du_2). \end{cases} \qquad (2.1)$$

С точки зрения математики каждое из этих уравнений является записью дифференциала от функции двух переменных, который можно расписать через частные производные:

$$\begin{cases} di_1 = \dfrac{\partial i_1}{\partial u_1} du_1 + \dfrac{\partial i_1}{\partial u_2} du_2; \\ di_2 = \dfrac{\partial i_2}{\partial u_1} du_1 + \dfrac{\partial i_2}{\partial u_2} du_2. \end{cases} \qquad (2.2)$$

В уравнениях частные производные являются коэффициентами пропорциональности. Отсюда видно, что между токами и напряжениями могут быть получены **простейшие линейные зависимости, если эти коэффициенты будут величинами постоянными**.

Положим, что коэффициенты постоянные. Как это обеспечить, установим позже, а сейчас просто примем, что они постоянные.

По размерности частные производные – это проводимости, поэтому для обозначения коэффициентов вводят символ «g» и называют их **g-параметрами транзистора.**

Коэффициенты $\partial i_1/\partial u_1 = g_{11}$; $\partial i_1/\partial u_2 = g_{12}$; $\partial i_2/\partial u_1 = g_{21}$; $\partial i_2/\partial u_2 = g_{22}$ соответственно показывают, как первый ток зависит от первого напряжения, как первый ток зависит от второго напряжения, как второй ток зависит от первого напряжения и как второй ток зависит от второго напряжения.

При постоянных коэффициентах пропорциональности линейные зависимости будут иметь место не только при бесконечно малых токах и напряжениях, но и при конечных значениях, что позволяет для четырехполюсника на рис. 2.2 записать систему уравнений в следующем виде:

$$\begin{cases} i_1 = g_{11}u_1 + g_{12}u_2; \\ i_2 = g_{21}u_1 + g_{22}u_2. \end{cases} \qquad (2.3)$$

Систему g-параметров называют системой параметров короткого замыкания, а сами параметры – параметрами короткого замыкания, поскольку их нетрудно определить, если осуществить поочередно режим короткого замыкания на выходе и входе четырехполюсника [4]. Действительно, в режиме короткого замыкания на выходе напряжение u_2 равно нулю и в уравнениях (2.3) остаются только первые члены. Тогда $g_{11} = i_1/u_1$, $g_{21} = i_2/u_1$. Аналогично получим, что при коротком замыкании на входе $g_{12} = i_1/u_2$ и $g_{22} = i_2/u_2$.

Рассмотрим физический смысл g-параметров. Для этого заменим транзистор со стороны входа, через который реально протекает ток i_1, проводимостью $g_{вх}$, т.е. на входе четырехполюсника создадим искусственный путь для протекания тока i_1 через проводимость $g_{вх}$, которую назовем эквивалентной входной проводимостью транзистора. В этом случае $g_{вх} = i_1/u_1$. Однако аналогичное выражение было получено для коэффициента g_{11}. Следовательно, g_{11} – это эквивалентная входная проводимость транзистора.

Аналогично заменим транзистор со стороны выхода эквивалентной выходной проводимостью $g_{вых} = i_2/u_2$. Если сравнить это выражение с выражением для g_{22}, то становится очевидным, что g_{22} – это эквивалентная выходная проводимость транзистора.

В результате проделанных замен транзистор оказался исключенным из схемы, его заменили со стороны выхода и со стороны входа эквивалентные проводимости, при этом исчезла связь, которая учитывается коэффициентом g_{12}, показывающим, как первый ток зависит от второго напряжения, т.е. как выход транзистора влияет на его вход.

Такое влияние называется обратной связью. Поэтому для организации обратной связи соединим цепь, представляющую собой эквивалент транзистора со стороны выхода, с аналогичной эквивалентной цепью со стороны входа через проводимость обратной связи $g_{ос}$. Величину этой проводимости можно определить из схемы на рис. 2.3, а, исключив влияние входного напряжения на ток i_1 . Для этого на входе между полюсами 1-1 организуем короткое замыкание, а величину тока, протекающего за счет выходного напряжения u_2 через образовавшуюся перемычку, положим равной i_1. Если сравнить полученное в этом случае выражение для проводимости обратной связи $g_{ос} = i_1/u_2$ с выражением для g_{12}, то можно сделать вывод, что g_{12} – проводимость обратной связи.

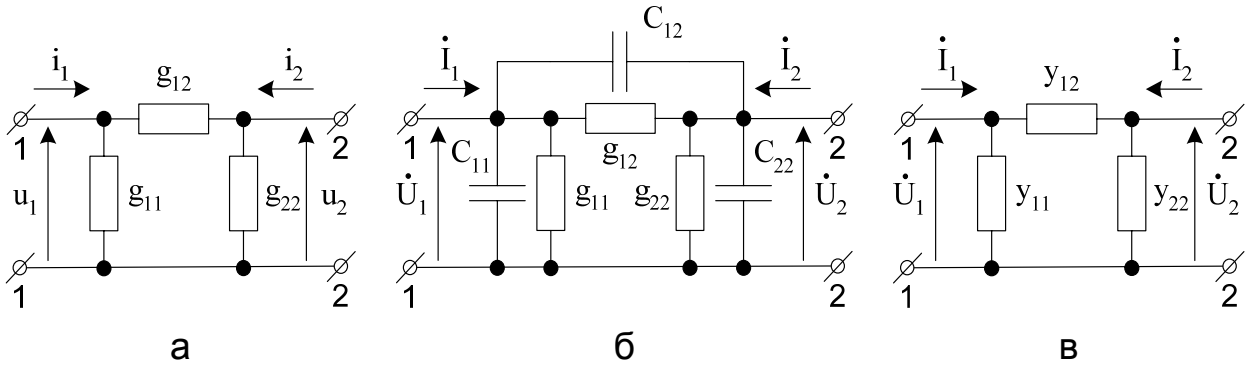


Рис. 2.3

Для определения физического смысла параметра g_{21} обратимся к **проходной вольт-амперной характеристике (ВАХ)**, представляющей собой зависимость выходного тока транзистора $i_к$ (i_2) от входного напряжения $u_{бэ}$ (u_1) (рис. 2.4). На этой характеристике выберем **рабочую точку** (точка A), в которой определим, насколько круто по отношению к горизонту проходит данная характеристика. С этой целью введем параметр **S – крутизну ВАХ в рабочей точке.**

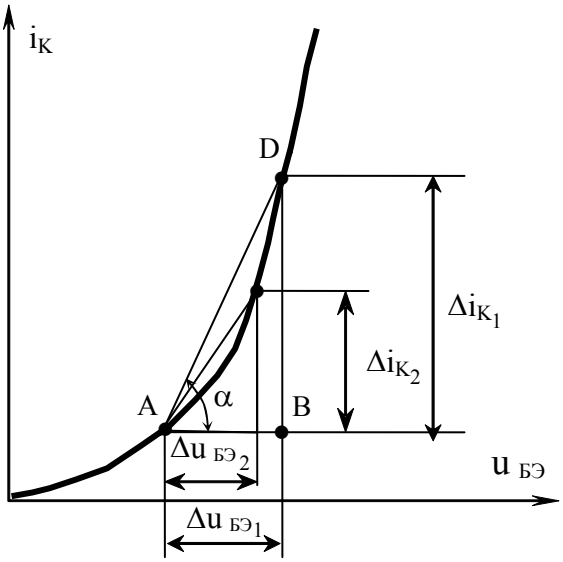


Рис. 2.4

Для определения крутизны в окрестностях рабочей точки построим прямоугольный треугольник ABD. Крутизной называют тангенс угла наклона α:

$$\mathrm{tg}\alpha = \frac{\Delta i_К}{\Delta u_{БЭ}} = S. \qquad (2.4)$$

Из рис. 2.4 видно, что криволинейный участок AD реальной характеристики заменен прямой линией и определена не крутизна реальной характеристики, а крутизна этой прямой линии. Из построений

следует, что чем меньше приращения $\Delta i_к$ и $\Delta u_{бэ}$, тем ближе прямая линия подходит к реальной характеристике и тем меньше ошибка в определении крутизны.

Если сравнить выражение для крутизны S с выражением для g_{21}, то нетрудно сделать вывод, что g_{21} – это крутизна проходной ВАХ в рабочей точке.

При замене транзистора эквивалентной схемой, учитывающей только g-параметры транзистора, была внесена ошибка, поскольку в транзисторе существуют p-n-переходы между базой и коллектором и базой и эмиттером. В то же время любой p-n-переход можно представить емкостью. Таким образом, в транзисторе между электродами существуют межэлектродные емкости $C_{БЭ} = C_{11}$, $C_{БК} = C_{12}$, $C_{КЭ} = C_{22}$. Зарисуем эти емкости на схеме транзистора, где показаны g-параметры (см. рис. 2.3, б).

Теперь проводимости представляют собой комплексные величины:

$$\begin{aligned} y_{11} &= g_{11} + j\omega C_{11}; \\ y_{22} &= g_{22} + j\omega C_{22}; \\ -y_{12} &= g_{12} + j\omega C_{12}; \\ y_{21} &= |y_{21}| \exp(j\varphi_{21}), \end{aligned} \qquad (2.5)$$

где y_{11} – входная проводимость; y_{22} – выходная проводимость; y_{12} – проводимость обратной связи, знак „–” указывает, что через эту проводимость энергия передается с выхода транзистора на его вход; для описания параметра y_{21} использована вторая форма записи комплексного числа.

Проводимости y_{11}, y_{12}, y_{21}, y_{22} получили название y-параметров транзистора, или высокочастотных параметров, в отличие от g-параметров, которые еще называют низкочастотными параметрами транзистора.

В итоге линейный четырехполюсник с учетом комплексного характера токов, напряжений и проводимостей будет иметь вид, представленный на рис. 2.3, в, и описывается следующей системой уравнений:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = y_{11}\dot{U}_1 + y_{12}\dot{U}_2; \\ \dot{I}_2 = y_{21}\dot{U}_1 + y_{22}\dot{U}_2. \end{cases} \qquad (2.6)$$

2.3. Условия линейности транзистора

Для обеспечения линейности транзистора, как было показано, необходимо, чтобы g-параметры транзистора были постоянными величинами.

Рассмотрим на примере такого важного параметра, как крутизна, условия, выполнение которых позволяет считать, что транзистор линейный, т.е. покажем, когда и при каких условиях

$$g_{21} = S = \text{const}.$$

2.3.1. Условие выбора положения рабочей точки

Для этого вновь обратимся к проходной ВАХ транзистора (рис. 2.5). Выберем на этой характеристике рабочую точку, например, в положении A. Это означает, что технически каким-то образом обеспечивается постоянное напряжение $E_{БЭ_0}$ между базой и эмиттером транзистора. При обеспечении этого напряжения через транзистор будет протекать постоянный ток (ток покоя) I_{K_0}. Теперь к транзистору в этой же рабочей точке приложим напряжение тестового сигнала.

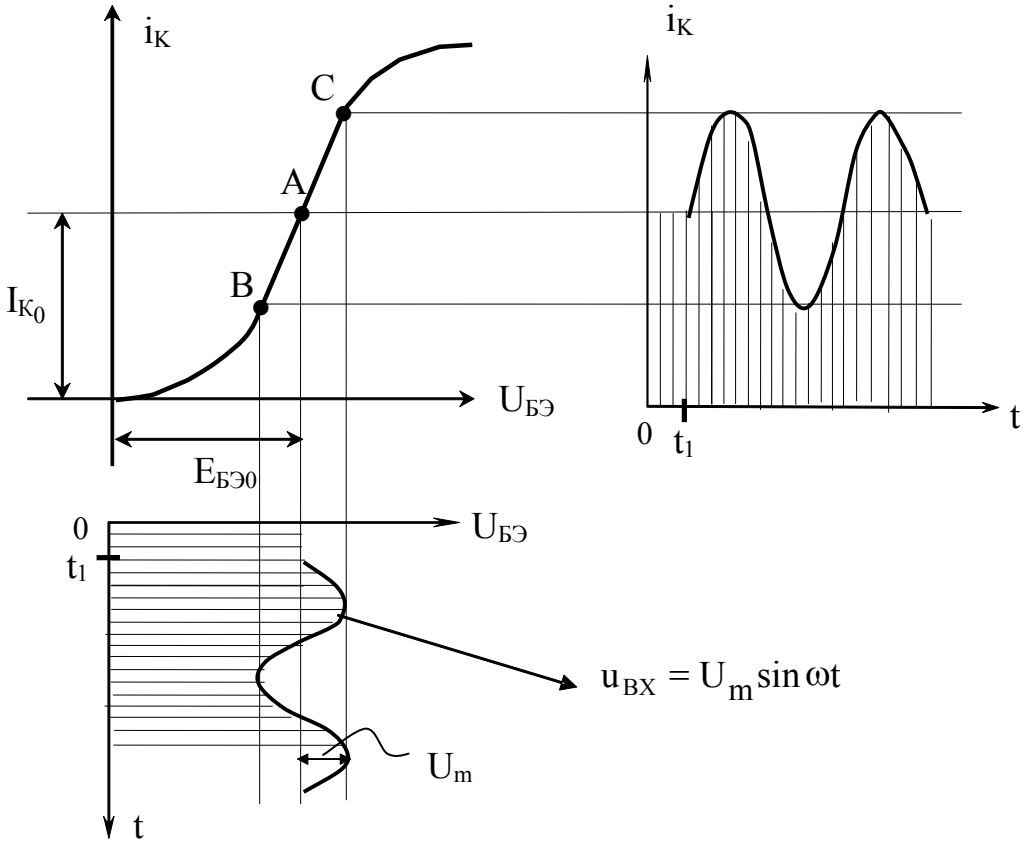


Рис. 2.5

Задачей любого усилителя является усиление без искажения формы сигнала. Поскольку в примере напряжение на входе транзистора меняется по синусоидальному закону, то выходной ток (ток коллектора) также должен изменяться по синусоидальному закону с тем же периодом. Для этого участок BC проходной характеристики должен быть **прямой линией,** а это означает, что в любой точке на этом отрезке BC крутизна будет величиной постоянной:

$$\mathrm{tg}\,\alpha = S = g_{21} = \mathrm{const}.$$

Таким образом, первое условие линейности транзистора можно сформулировать следующим образом: рабочую точку необходимо выбирать на прямолинейном участке проходной ВАХ.

2.3.2. Условие выбора амплитуды входного сигнала

Проходная ВАХ, как правило, не имеет протяженного линейного

участка. Однако уменьшением амплитуды входного сигнала до величины, в пределах изменения которой участок BC можно считать линейным, возможно добиться постоянства g-параметров.

Вывод: для обеспечения линейности четырехполюсника амплитуду входного сигнала необходимо выбирать таким образом, чтобы под действием этого сигнала рабочая точка не выходила за пределы прямолинейного участка проходной ВАХ.

Вполне очевидно, что чем меньше амплитуда, тем проще выполнить это условие. Поэтому для того, чтобы можно было считать транзистор линейным четырехполюсником, входной сигнал должен быть **слабым.**

В режиме слабых сигналов работают входные и промежуточные каскады усилителя. Выходной каскад, как правило, работает в режиме **сильных** сигналов, т.е. в нелинейном режиме.

2.3.3. Условие выбора транзистора

Параметры g_{11}, C_{11}, g_{12}, C_{12}, g_{22}, C_{22}, $|y_{21}|$, φ_{21} в транзисторе зависят от частоты, т.е. не являются постоянными величинами [5, 6].

Рассмотрим зависимость от частоты таких важных параметров, как $|y_{21}|$ и φ_{21}. Для этого построим АЧХ и фазочастотную характеристику (ФЧХ) указанных параметров транзистора (рис. 2.6) в соответствии со следующими выражениями [5]:

$$|y_{21}| = \frac{g_{21}}{\sqrt{1+(\omega/\omega_S)^2}};$$

$$\varphi_{21} = -\mathrm{arctg}(\omega/\omega_S), \quad (2.7)$$

где ω_S – справочный параметр транзистора, имеющий размерность частоты.

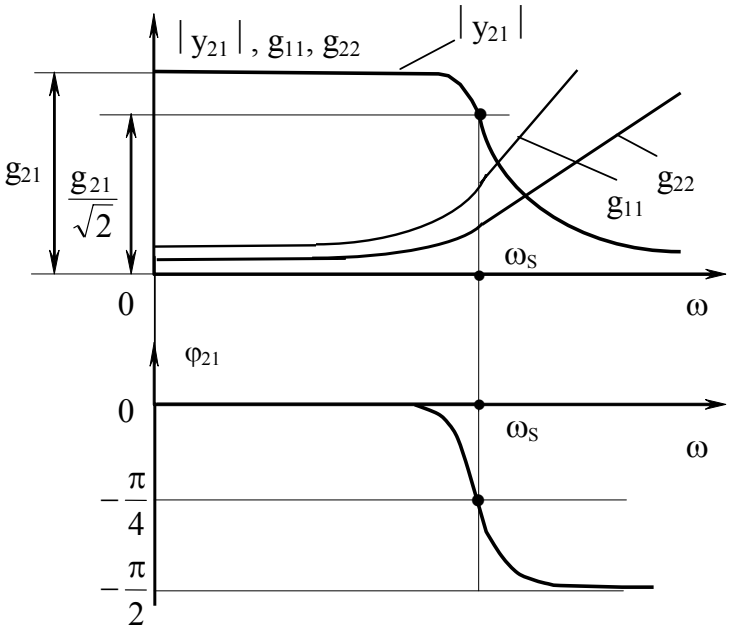


Рис. 2.6

Проведем три опыта:

а) пусть ω стремится к нулю ($\omega \to 0$), тогда $|y_{21}| = g_{21}$, а $\varphi_{21} = 0$;

б) пусть $\omega \to \infty$, тогда $|y_{21}| \to 0$, а $\varphi_{21} \to -\pi/2$;

в) проведем на АЧХ горизонтальную прямую на уровне

$$\frac{g_{21}}{\sqrt{2}} = \frac{g_{21}}{1{,}41} = 0{,}707 g_{21}.$$

Координату точки пересечения АЧХ с прямой обозначим через ω_S. **Это частота, на которой крутизна уменьшается в $\sqrt{2}$ раз.**

В этой точке определим фазовый сдвиг

$$\varphi_{21} = -\,\mathrm{arctg}1 = -\pi/4.$$

На рис. 2.6 без доказательства приведены зависимости от частот g_{11} и g_{22} [5, 6].

Зависимость параметров транзистора от частоты особенно ярко проявляется при частотах выше ω_S. При частотах ниже ω_S параметры можно считать не зависящими от частоты.

Работа любого усилительного устройства оценивается по коэффициенту усиления K и верхней граничной частоте f_B. Обычно величина f_B задается в начале проектирования.

Вполне очевидно, что, для того, чтобы параметры транзистора не зависели от частоты в рабочем диапазоне частот усилителя, между верхней граничной частотой усилителя f_B и частотой f_s (это справочный параметр транзистора) должно выполняться следующее соотношение:

$$f_S > f_B.$$

Практикой установлено, что его можно записать в более конкретном виде:

$$f_S = (1{,}2\ldots2)\ f_B. \qquad (2.8)$$

Для того, чтобы параметры транзистора не зависели от частоты в рабочем диапазоне частот усилителя, необходимо так выбирать транзистор, чтобы его частота f_S была хотя бы в 1,2…2 раза больше заданной верхней граничной частоты усилителя.

2.3.4. Условие выбора схемы каскада

Важной характеристикой в усилительных устройствах является проходная ВАХ, но она может быть получена либо экспериментально, либо путем построений.

При проведении расчетов усилителей эту характеристику следует описывать аналитически, в связи с чем возникает необходимость **аппроксимации** проходной ВАХ. В усилительных устройствах наиболее широко используют два вида аппроксимации:

а) линейно-ломаную аппроксимацию, когда реальную характеристику заменяют отдельными отрезками прямых линий (рис. 2.7, а), в связи с чем ее еще называют аппроксимацией отрезками прямых линий;

б) аппроксимацию экспоненциальной зависимостью, или укороченной моделью Молла – Эберса [7] (рис. 2.7, б),

$$i_K = i_S\left[\exp\left(U_{БЭ}/\varphi_T\right) - 1\right]\ , \qquad (2.9)$$

где φ_T – тепловой потенциал ($\varphi_T = 26$ мВ); i_S – коэффициент, имеющий размерность тока.

Линейно-ломаная аппроксимация широко используется при анализе выходных каскадов, работающих с сильными сигналами, и в цифровой схемотехнике. Кроме того, следует отметить, что транзистор с такой проходной ВАХ принято считать идеальным.

Аппроксимация укороченной моделью Молла – Эберса хорошо описывает **активный участок проходной ВАХ** (от нуля до верхнего пере-

гиба характеристики), на котором выбирают рабочие точки устройств аналоговой схемотехники, работающих со слабыми сигналами.

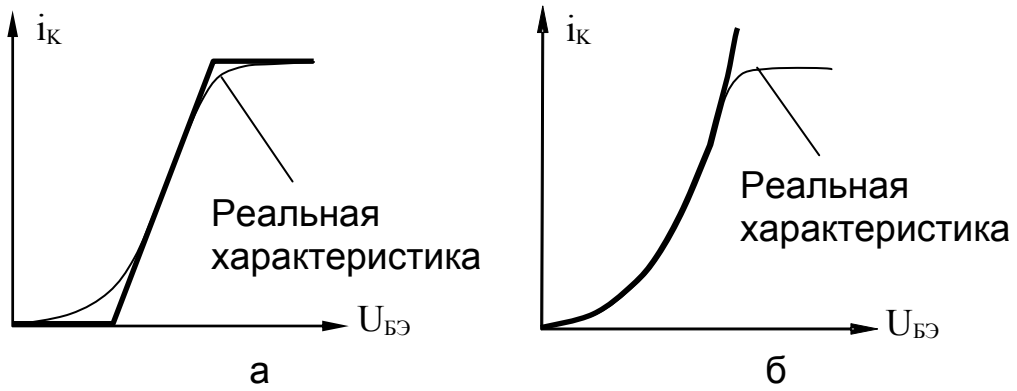


Рис. 2.7

Воспользуемся этой аппроксимацией и определим ток покоя, т.е. ток I_{K_0} в рабочей точке (см. рис. 2.5):

$$I_{K_0} = i_S\left[\exp\left(E_{БЭ0}/\varphi_T\right)-1\right] .$$

В пределах активного участка проходной ВАХ положение рабочей точки обеспечивают подачей постоянного напряжения смещения $E_{БЭ_0}$, равного (0,3…0,7) В.

В этом случае $E_{БЭ_0}/\varphi_T >> 1$, $\exp\left(E_{БЭ_0}/\varphi_T\right) >> 1$, тогда

$$I_{K_0} = i_S \exp\left(E_{БЭ0}/\varphi_T\right). \qquad (2.10)$$

Далее получим аналитические зависимости для параметров g_{21} и g_{11}.

По определению

$$g_{21} = \frac{\partial i_2}{\partial U_1} = \frac{\partial i_K}{\partial U_{БЭ}}\bigg|_{U_{БЭ}=E_{БЭ_0}} = i_S\frac{1}{\varphi_T}\exp\left(\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T}\right)\bigg|_{U_{БЭ}=E_{БЭ_0}} = i_S\frac{1}{\varphi_T}\exp\left(\frac{E_{БЭ_0}}{\varphi_T}\right).$$

Воспользовавшись (2.10), получим

$$g_{21} = I_{K_0}/\varphi_T . \qquad (2.11)$$

Таким образом, крутизна тем больше, чем больше величина тока в рабочей точке, т.е. крутизна зависит от выбора положения рабочей точки.

Для получения максимально возможной крутизны рекомендуется выбирать рабочую точку на верхнем перегибе проходной ВАХ, т.е. в самой верхней точке активного участка.

Из курса электронных приборов [1, 13] известно, что ток базы в рабочей точке может быть рассчитан по формуле

$$I_{Б_0} \approx \frac{I_{K_0}}{\beta} - I_{KT}, \qquad (2.12)$$

где β – коэффициент усиления транзистора по току;

I_{K0} – ток коллектора в рабочей точке;

I_{KT} – тепловой ток коллекторного перехода, зависящий от температуры.

Ток $I_{КТ}$ сам по себе небольшой ($I_{КТ} << I_{Б0}$), поэтому величиной $I_{КТ}$ по сравнению с $I_{Б0}$ можно пренебречь, т.е. считать, что

$$I_{Б_0} \approx I_{К_0} / \beta .$$

Это выражение справедливо для любой точки, лежащей на проходной ВАХ:

$$i_Б \approx \frac{i_К}{\beta} = \frac{i_S\left[\exp\left(U_{БЭ}/\varphi_T\right)-1\right]}{\beta} .$$

По определению входная проводимость транзистора

$$g_{11} = \frac{\partial i_1}{\partial U_1} = \frac{\partial i_Б}{\partial U_{БЭ}}\bigg|_{U_{БЭ}=E_{БЭ_0}} = i_S \frac{1}{\varphi_T \beta} \exp\left(\frac{U_{БЭ}}{\varphi_T}\right)\bigg|_{U_{БЭ}=E_{БЭ_0}} = i_S \frac{1}{\varphi_T \beta} \exp\left(\frac{E_{БЭ_0}}{\varphi_T}\right).$$

Учитывая (2.10), получим

$$g_{11} = \frac{I_{К_0}}{\varphi_T \beta} = \frac{g_{21}}{\beta} . \qquad (2.13)$$

Вновь очевидно, что и входная проводимость зависит от величины тока в рабочей точке.

В тех случаях, когда стремятся обеспечить большое входное сопротивление транзистора (малую входную проводимость), выбирают рабочую точку на нижнем перегибе проходной ВАХ, т.е. в нижней части активного участка.

Итак, g-параметры зависят от выбора положения рабочей точки. Это, с одной стороны, положительное явление, поскольку позволяет влиять на параметры транзистора, однако, с другой стороны, оно приводит к негативным последствиям.

Воспользуемся выражением (2.12) и решим его относительно $I_{К_0}$, т.е. найдем ток коллектора в рабочей точке:

$$I_{К_0} \approx \beta I_{Б_0} + \beta I_{КТ} . \qquad (2.14)$$

Поскольку тепловой ток $I_{КТ}$ зависит от температуры, то и ток в рабочей точке также будет зависеть от температуры. **С увеличением температуры ток $I_{КТ}$ возрастает, что приводит к смещению рабочей точки вверх по проходной ВАХ.**

Изменение тока коллектора с температурой приводит к изменению g-параметров транзистора. Отсюда вытекает четвертое требование обеспечения линейности транзистора – требование к схеме усилителя.

Схема усилителя обязательно должна содержать специализированные цепи стабилизации, которые бы удерживали рабочую точку в одном и том же месте на проходной ВАХ при изменениях температуры и воздействии других дестабилизирующих факторов.

2.4. Эквивалентная схема транзистора в линейном режиме

Рассмотрим простейший пример, иллюстрирующий первый закон Кирхгофа (рис. 2.8): ток I, вошедший в узел, равен сумме токов, вышедших из узла.

В подразд. 2.2 для описания транзистора, представленного линейным четырехполюсником, была получена система (2.6), состоящая из двух уравнений.

Каждое из этих уравнений с позиций рассмотренного примера можно прокомментировать следующим образом: ток $\dot{I}_1$ дошел до узла и разделился на два тока $\dot{I}_1'$ и $\dot{I}_1''$, ток $\dot{I}_2$ дошел до другого узла и также разделился на два тока $\dot{I}_2'$ и $\dot{I}_2''$. С учетом того, что в четырехполюснике нижние входной и выходной полюсы, принадлежащие общему электроду, соединены друг с другом, графически систему уравнений (2.6) можно представить в виде, изображенном на рис. 2.9, а.

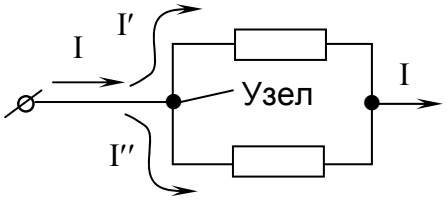
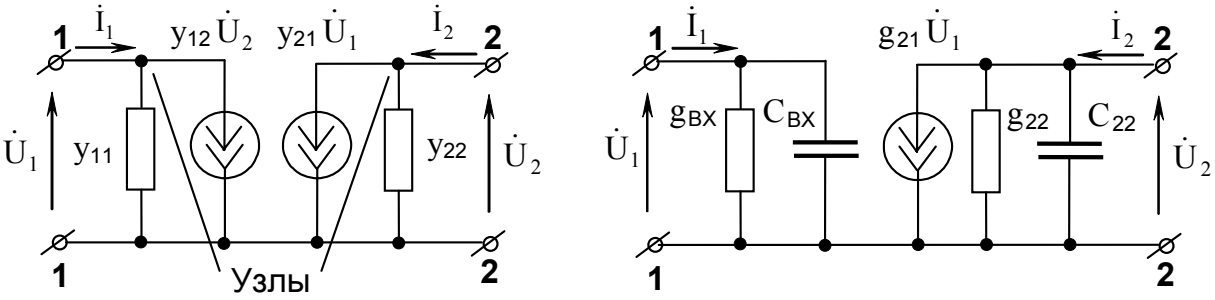


Рис. 2.8



а б

Рис. 2.9

В результате получена эквивалентная схема транзистора – так называемая схема замещения четырехполюсника [8]. Это очень удобная для практических расчетов формальная схема, непосредственно не отображающая физических свойств транзистора, но зато включающая в себя без всяких изменений все параметры четырехполюсника.

В транзисторе из-за наличия проводимости обратного преобразования y_{12} возникает паразитная обратная связь. Убрать обратную связь полностью нельзя, но ослабить ее можно, выполняя транзисторы с очень малым значением y_{12}.

В связи с этим при рассмотрении процессов, связанных с изучением усилительных свойств каскадов, влияние проводимости y_{12} можно не учитывать. Обычно вопросы влияния обратной связи на устойчивость работы усилительных каскадов обсуждаются отдельно. Поэтому генератор тока $y_{12}\dot{U}_2$ можно исключить из эквивалентной схемы. Однако при этом необходимо сохранить прежними значения тока $\dot{I}_1$ и напряжения $\dot{U}_1$ на входе четырехполюсника, что можно осуществить за счет увеличения проводимости y_{11}. Эту новую увеличенную проводимость по аналогии с выражением для y_{11} обычно обозначают как $y_{ВХ} = g_{ВХ} + j\omega C_{ВХ}$.

Если сравнить эти две проводимости для СОЭ, то окажется, что

$$g_{ВХ} \approx g_{11}, \text{ а } C_{ВХ} >> C_{11},$$

т.е. увеличение $y_{вх}$ по сравнению с y_{11} в СОЭ происходит за счет увеличения емкости.

Поскольку транзистор следует выбирать из условия (2.8), то

$$\dot{y}_{21} = |y_{21}|e^{j\varphi_{21}} = g_{21}, \qquad (2.15)$$

т.к. $|y_{21}| = g_{21}$, а $\varphi_{21} = 0$.

В результате окончательный вариант эквивалентной схемы транзистора имеет вид, представленный на рис. 2.9, б.

3. ЦЕПИ ПИТАНИЯ

3.1. Принципиальная схема усилительного каскада

Синтезируем принципиальную схему каскада (рис. 3.1), учитывая следующие уже известные положения:

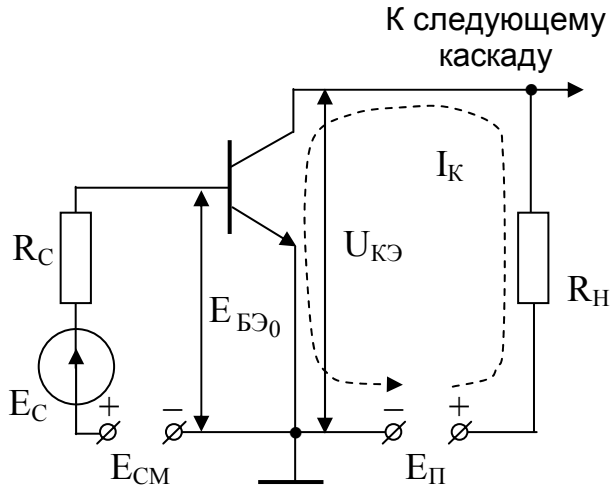


Рис. 3.1

а) основной частью любого каскада является транзистор;

б) из транзистора-трехполюсника следует получить четырехполюсник, сделав один из электродов общим для выхода и входа (например СОЭ);

в) общий электрод обычно соединяют с корпусом;

г) для того, чтобы транзистор работал, ему необходимо между коллектором и эмиттером подать постоянное напряжение $U_{КЭ_0}$ порядка (5…7) В, положительный потенциал которого должен быть приложен к коллектору, поскольку используется транзистор n-p-n-структуры; это можно обеспечить за счет подключения в коллекторную цепь источника питания $E_П$;

д) между базой и эмиттером транзистора следует обеспечить постоянное напряжение $E_{БЭ_0}$ порядка (0,3…0,7) В с положительным потенциалом на базе, для чего используют дополнительный источник питания $E_{СМ}$, называемый источником смещения;

е) структурная схема усилительного каскада (см. рис. 1.1) кроме транзистора и источников питания содержит источник сигнала и нагрузку; к полученной схеме подключают источник сигнала и нагрузку.

3.2. Динамические характеристики каскада и их взаимосвязь

Для выходной цепи схемы (см. рис. 3.1) составим уравнение Кирхгофа по постоянному току

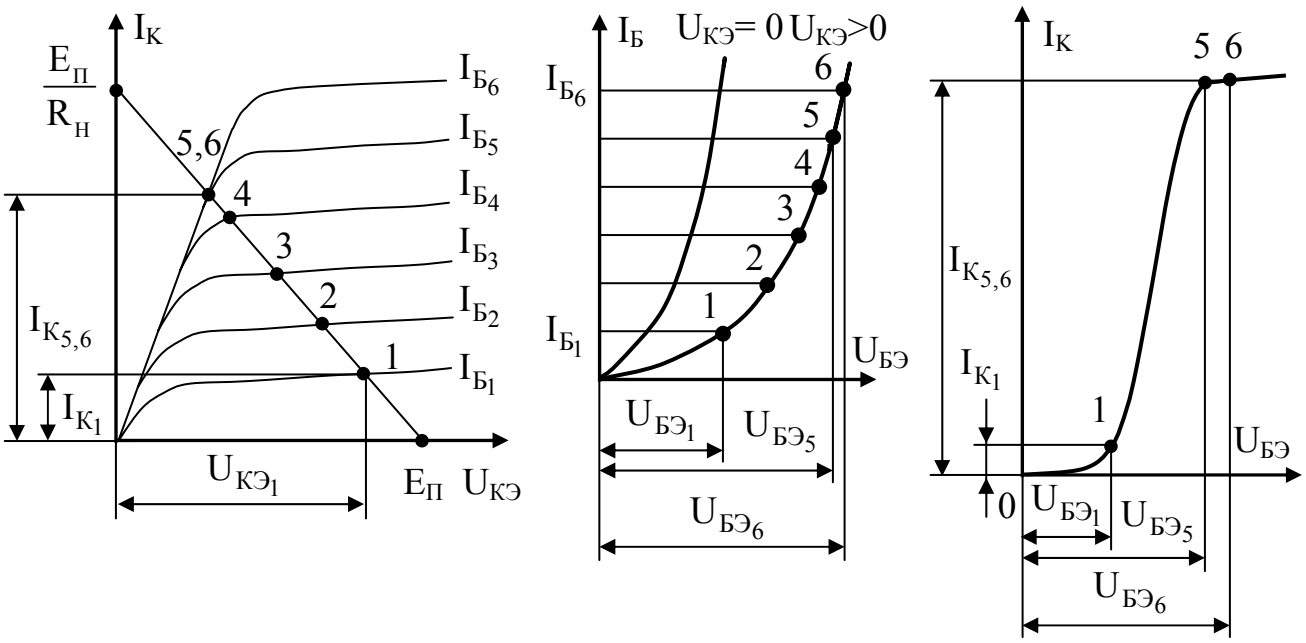
$$E_П = I_К R_Н + U_{КЭ}$$

и решим его относительно $I_К$:

$$I_К = (E_П - U_{КЭ})/R_Н . \qquad (3.1)$$

Это уравнение **прямой линии**, поэтому зависимость получила название **нагрузочной прямой усилительного каскада по постоянному току.** В то же время уравнение отражает связь между выходным током транзистора $I_К$ и выходным напряжением транзистора $U_{КЭ}$, поэтому ее еще называют **выходной динамической характеристикой каскада по постоянному току.**

Выходную динамическую характеристику усилительного каскада (рис. 3.2, а) строим на семействе выходных статических характеристик транзистора. Поскольку эта характеристика представляет собой прямую линию, то ее можно провести через две точки, которые удобнее всего определять на координатных осях. Для этого полагаем $I_К = 0$, тогда $U_{КЭ} = E_П$, и $U_{КЭ} = 0$, тогда $I_К = E_П/R_Н$.



а б в

Рис. 3.2

Входную динамическую характеристику каскада (рис. 3.2, б), т.е. зависимость входного тока $I_Б$ от входного напряжения $U_{БЭ}$, строим на семействе входных статических характеристик транзистора.

Из курса электронных приборов известно, что семейство входных статических характеристик транзистора состоит из двух характеристик, одна из которых снята при $U_{КЭ} = 0$, а вторая – при $U_{КЭ} > 0$ (обычно при 5 В).

Для построения входной динамической характеристики каскада на выходной характеристике обозначим все точки пересечения динамической характеристики со статическими характеристиками. Перенесем все эти точки на входные характеристики.

Так, в точке 1 имеем координаты $I_{Б_1}$ и $U_{КЭ_1}$. Из рис. 3.2, а видно, что $U_{КЭ_1} > 0$, поэтому точку 1 на входной характеристике определим как точку пересечения горизонтальной прямой на уровне $I_{Б_1}$ со стати-

ческой входной характеристикой при $U_{КЭ} > 0$. Точно так же находим все остальные точки. Теперь если соединить эти точки, то получим входную динамическую характеристику каскада.

Входная динамическая характеристика каскада совпадает со статической входной характеристикой транзистора при $U_{КЭ} > 0$.

Теперь можно построить проходную динамическую характеристику каскада (рис. 3.2, в), взяв для каждой точки одну координату $I_К$ с выходной характеристики, а вторую координату $U_{БЭ}$ – со входной характеристики.

3.3. Режимы работы усилительных каскадов

Различают следующие режимы работы: ″А″, ″В″, ″АВ″ и ″С″.

При рассмотрении режимов работы удобно воспользоваться следующими начальными условиями:

а) в качестве испытательного сигнала использовать гармоническое колебание $U_{ВХ} = U_m \sin \omega t$;

в) применять кусочно-ломаную аппроксимацию проходной динамической ВАХ;

с) амплитуду входного сигнала U_m выбирать таким образом, чтобы полностью использовать весь размах наклонного участка проходной ВАХ.

Режим ″А″.

В режиме ″А″ (рис. 3.3, а) рабочую точку выбирают на середине наклонного участка проходной ВАХ. Это такой режим работы каскада, при котором ток на выходе существует в течение всего периода действия сигнала на входе.

Режим ″В″.

В режиме ″В″ (рис. 3.3, б) рабочую точку выбирают на пересечении наклонного участка проходной ВАХ с горизонтальной осью. В режиме ″В″ ток на выходе протекает только в течение половины периода действия сигнала на входе.

Для определения режима работы введем понятие угла отсечки. Угол, в течение которого протекает ток на выходе, обозначим через 2Θ.

Угол отсечки Θ – это половина угла, в течение которого существует ток на выходе за период входного колебания.

В режиме ″В″ угол отсечки Θ равен $\pi/2$, т.е. 90°.Таким образом, режим ″В″ **– это режим работы с углом отсечки $\Theta = \pi/2$, а режим ″А″ – это режим работы с углом отсечки $\Theta = \pi$.**

Режим ″АВ″.

В режиме ″АВ″ рабочую точку выбирают где-то между серединой наклонного участка проходной ВАХ и точкой пересечения наклонного участка с горизонтальной осью. **Режим ″АВ″ – это режим работы с углами отсечки $\pi/2 < \Theta < \pi$.**

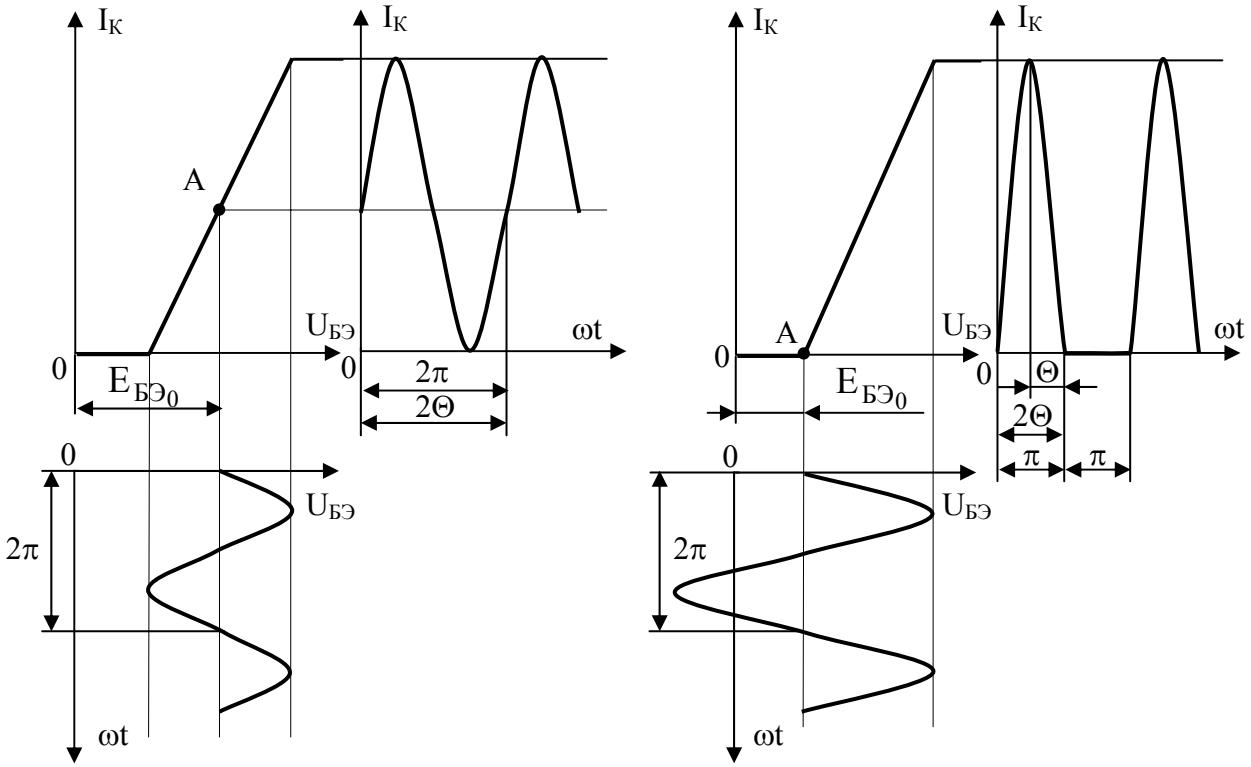


Рис. 3.3

Режим ″С″.

В режиме ″С″ рабочую точку выбирают левее точки пересечения наклонного участка проходной ВАХ с горизонтальной осью. **Режим ″С″ – это режим работы с углами отсечки $\Theta < \pi/2$.**

В усилительной технике наибольшее распространение получили режимы работы ″А″, ″АВ″ и ″В″. Режим ″С″ широко используют для построения мощных усилителей с резонансной нагрузкой.

3.4. Нестабилизированные цепи смещения

Обычно при создании радиотехнических схем стремятся использовать минимально возможное количество источников питания. Это требование можно предъявить и к принципиальной схеме на рис. 3.1.

Поскольку $E_П >> E_{СМ}$, то появляется возможность отобрать часть энергии от мощного источника питания $E_П$ и использовать ее для организации смещения между базой и эмиттером.

Цепи, с помощью которых часть энергии от источника питания $E_П$ передается для организации смещения между базой и эмиттером, называются цепями смещения.

В основе построения существующих цепей смещения лежит устройство, которое известно из теории цепей и называется делителем напряжения (рис. 3.4).

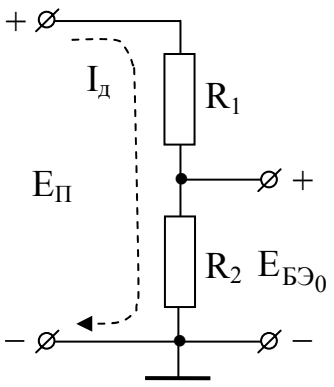


Рис. 3.4

Вполне очевидно, что ток делителя

$$I_д = E_П / (R_1 + R_2), \qquad (3.2)$$

а требуемое в рабочей точке напряжение смещения

$$E_{БЭ_0} = I_Д R_2 = E_П R_2 / (R_1 + R_2). \qquad (3.3)$$

3.4.1. Схема смещения фиксированным напряжением “база – эмиттер”

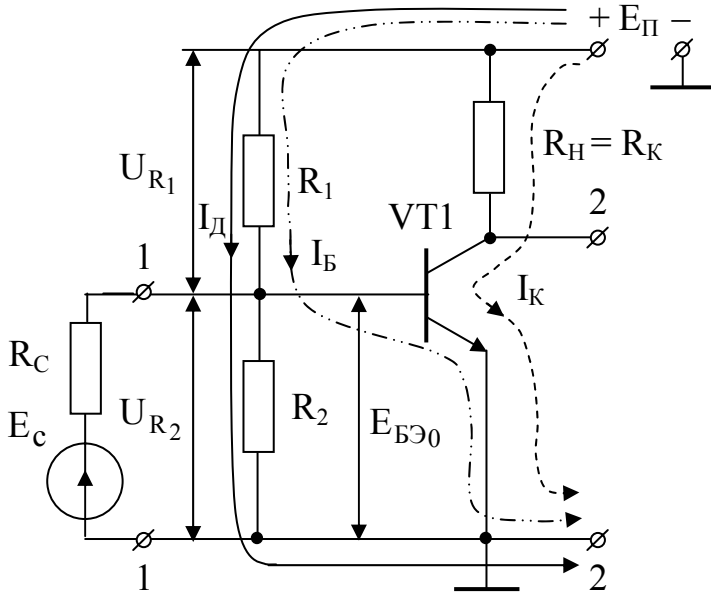


Рис. 3.5

Подсоединим рассмотренный делитель напряжения к принципиальной схеме каскада (см. рис. 3.1), исключив из нее источник смещения $E_{СМ}$ (рис. 3.5).

Поскольку резистор $R_Н$ оказался включенным в цепь коллектора, назовем его резистором в коллекторной цепи и обозначим $R_К$.

В схеме протекают постоянные токи коллектора, базы и делителя. Если сравнить полученную схему со схемой делителя напряжения (см. рис. 3.4), то можно отметить, что через верхнее плечо делителя (резистор R_1) кроме тока делителя протекает дополнительный ток базы.

Интересно выяснить, к чему приводит такое отличие. Для этого составим уравнение Кирхгофа:

$$E_П = U_{R_1} + U_{R_2} = (I_д + I_{Б_0}) R_1 + E_{БЭ_0}. \qquad (3.4)$$

Ток базы зависит от температуры (2.12), т.к. от температуры зависит тепловой ток $I_{КТ}$. Хотя величина этого тока и небольшая, его температурную зависимость необходимо учитывать.

Таким образом, если температура изменится, то изменится тепловой ток, а следовательно, и ток базы. Однако изменение тока базы приведет к изменению падения напряжения на резисторе R_1, что, в свою очередь, вызовет изменение величины $E_{БЭ_0}$, поскольку $E_П = const$. **Рабочая точка на проходной ВАХ сместится.**

Из (3.4) следует, что изменение падения напряжения на резисторе R_1 при изменениях температуры будет тем меньше, чем больше ток делителя $I_Д$ по сравнению с током базы $I_{Б_0}$, т.е.

$$I_д >> I_{Б_0}. \qquad (3.5)$$

Для выполнения этого неравенства в соответствии с (3.2) сопротивления резисторов R_1 и R_2 необходимо уменьшить. Рассмотрим, к чему приведет такое уменьшение сопротивлений по переменному току.

Определим эквивалентное входное сопротивление каскада, т.е. сопротивление между полюсами 1-1. Поскольку между полюсами источника питания подключен блокировочный конденсатор большой емкости, о чем говорилось в разд.1, то эти полюсы по переменному току можно считать закороченными. В этом случае входное сопротивление каскада будет определяться параллельным соединением входного сопротивления транзистора $r_{БЭ}$ и резисторов R_1 и R_2.

Резисторы R_1 и R_2 по постоянному току включены последовательно, а по переменному – параллельно.

Поскольку резисторы R_1 и R_2 имеют малые сопротивления, то входное сопротивление каскада оказывается значительно меньше входного сопротивления транзистора, что является недостатком схемы.

Для того, чтобы и входное сопротивление было не слишком малым, и рабочая точка была более или менее зафиксирована на проходной ВАХ при изменениях температуры, величину тока делителя на практике рекомендуется выбирать из следующих соотношений:

а) для входных и промежуточных каскадов

$$I_д = (5...10)I_{Б_0};$$

в) для выходных каскадов

$$I_д = (1...5)I_{Б_0}.$$

Подбором величин резисторов R_1 и R_2 (3.3), можно зафиксировать любую требуемую величину напряжения $E_{БЭ_0}$ между базой и эмиттером в рабочей точке. Поэтому эту схему называют схемой смещения фиксированным напряжением “база – эмиттер”.

3.4.2. Схема смещения фиксированным током базы

Исключив из схемы на рис. 3.5 резистор R_2, получим схему смещения фиксированным током базы (рис. 3.6), в которой роль нижнего плеча делителя играет сопротивление перехода “база – эмиттер” $r_{БЭ}$, а роль тока делителя – ток базы. В этом случае $E_{БЭ_0} = I_{Б_0} r_{БЭ}$, но поскольку ток базы в соответствии с выражением (2.12) изменяется с температурой, то рабочая точка смещается, что является недостатком схемы.

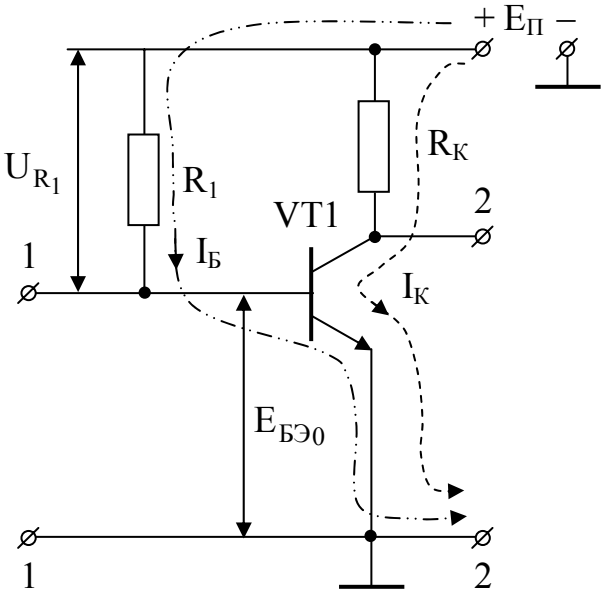


Рис. 3.6

Составим уравнение

$$E_П = U_{R_1} + E_{БЭ_0} = I_{Б_0} R_1 + E_{БЭ_0}$$

и решим его относительно тока базы, учитывая, что на практике $E_П$

имеет порядок 9…24 В, что значительно больше $E_{БЭ_0}$:

$$I_{Б_0} = \left(E_П - E_{БЭ_0}\right) / R_1 \approx E_П / R_1 . \qquad (3.6)$$

Преимуществом схемы является то, что ее входное сопротивление велико и приближается к величине входного сопротивления транзистора, т.к. равно параллельному соединению сопротивления перехода “база – эмиттер” $r_{БЭ}$ и сопротивления резистора R_1, а величина сопротивления резистора R_1 в соответствии с выражением (3.6) большая, т.к. ток базы мал.

Подбирая величину резистора R_1, можно зафиксировать любую требуемую величину тока базы, что и определило название схемы. В этом случае величина смещения $E_{БЭ_0}$ получается автоматически в соответствии со входной динамической характеристикой (см. рис. 3.2, б).

3.5. Стабилизированные цепи смещения

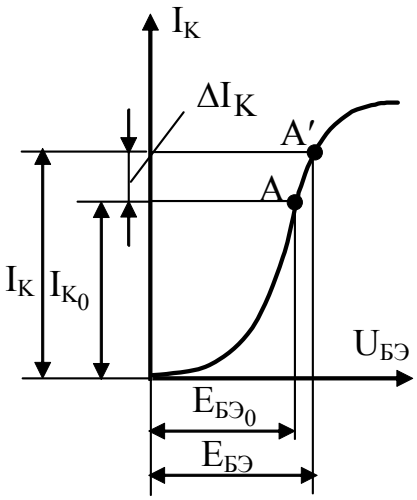


Рис. 3.7

Обе рассмотренные схемы смещения получили название **нестабилизированных цепей смещения,** поскольку они не содержат специальных цепей, которые бы удерживали рабочую точку в одном и том же месте на проходной ВАХ при изменениях температуры. Теперь рассмотрим, имеется ли возможность осуществить стабилизацию положения рабочей точки (рис. 3.7).

Положим, что температура увеличивается, это приведет к тому, что тепловой ток коллектора $I_{ТК}$ также увеличится. Тогда в соответствии с (2.14) должен увеличиться ток коллектора, т.е. рабочая точка сместится вверх по проходной ВАХ. Однако смещение рабочей точки вверх будет сопровождаться увеличением величины смещения $E_{БЭ}$.

Чтобы вернуть рабочую точку в исходное положение (из A′ в A) можно попытаться заставить эту же самую температуру уменьшить величину $E_{БЭ}$ до величины $E_{БЭ0}$.

Данный алгоритм можно реализовать, используя либо элементы, у которых сопротивление зависит от температуры, либо цепи обратной связи. Цепи, которые используют термозависимые элементы, получили название **цепей термокомпенсации.** Цепи, которые используют обратную связь, называют **цепями термостабилизации.**

3.5.1. Цепи термокомпенсации

Различают термоэлементы двух типов:

- с положительным температурным коэффициентом, если с увеличением температуры величина его сопротивления возрастает;

- с отрицательным температурным коэффициентом, если с увеличением температуры величина его сопротивления уменьшается.

Рассмотрим построение цепей термокомпенсации на примере схемы смещения фиксированным напряжением “база – эмиттер” (см. рис. 3.5).

Из выражения (3.3) следует, что уменьшить $E_{БЭ}$ можно за счет уменьшения величины сопротивления R_2. Приходим к выводу, что с увеличением температуры величина сопротивления резистора R_2 должна уменьшиться, т.е. необходимо использовать в качестве резистора R_2 термоэлемент с отрицательным температурным коэффициентом.

На рис. 3.8 приведены термоэлементы, обладающие отрицательным температурным коэффициентом: терморезистор, полупроводниковый диод, транзистор в диодном включении. Любой из этих элементов может быть включен вместо резистора R_2 нижнего плеча базового делителя.

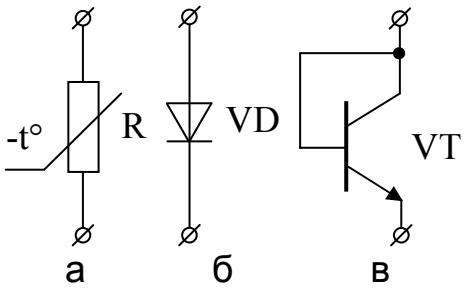


Рис. 3.8

Процессы, происходящие в транзисторе с увеличением температуры, можно трактовать следующим образом (см. рис. 3.5). Ток в коллекторной цепи транзистора $I_K = E_П/(R_K + r_{КЭ})$, где $r_{КЭ}$ - сопротивление между коллектором и эмиттером транзистора. В этом выражении $E_П$ и R_K – величины постоянные, не зависящие от температуры, а ток с увеличением температуры из-за увеличения теплового тока (2.14) увеличивается. Это возможно объяснить, только положив, что **сопротивление $r_{КЭ}$ с увеличением температуры уменьшится, т.е. транзистор – это элемент с отрицательным температурным коэффициентом.**

В интегральной схемотехнике широчайшее распространение получила схема с транзистором в диодном включении (рис. 3.9), для которой алгоритм стабилизации положения рабочей точки может быть представлен следующим образом:

$$t^\circ\uparrow \rightarrow r_{КЭ_{VT1}} \uparrow \rightarrow I_K \uparrow \rightarrow \Delta I_{K_1};$$
$$\searrow \quad r_{КЭ_{VT2}} \downarrow \rightarrow E_{БЭ} \downarrow \rightarrow I_K \downarrow \rightarrow \Delta I_{K2}.$$

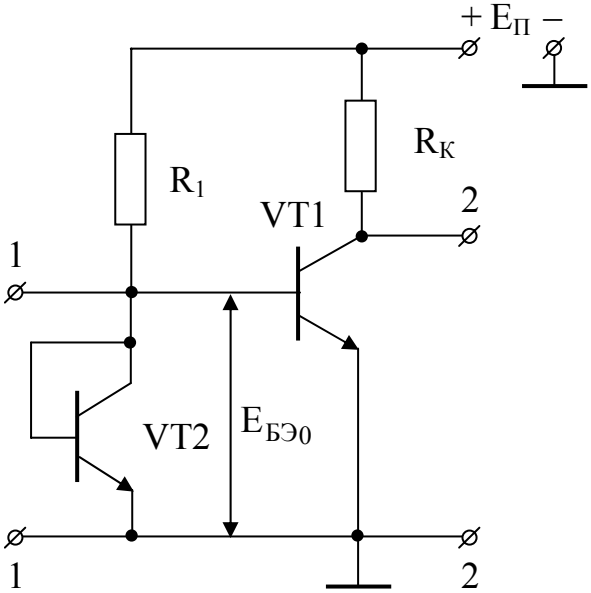


Рис. 3.9

Из-за уменьшения сопротивления $r_{КЭ}$ основного транзистора VT1 температура вызвала смещение рабочей точки вверх на проходной ВАХ, что привело к увеличению тока коллектора на величину ΔI_{K_1}.

Одновременно с этим процессом (параллельно ему) идет второй процесс. С увеличение температуры происходит уменьшение сопротивления $r_{КЭ}$ вспомогательного транзистора VT2, что приводит к смещению рабочей точки вниз, т.е. к уменьшению тока коллектора на величину ΔI_{K2}.

Поскольку речь идет об интегральном исполнении схемы, то транзисторы VT1 и VT2 обладают одинаковыми свойствами, т.е. их сопротивления $r_{КЭ}$ изменяются с температурой на одну и ту же величину, в результате чего в широком диапазоне изменений температур должно выполняться равенство

$$\Delta I_{K2} = \Delta I_{K_1}.$$

3.5.2. Цепи термостабилизации

Существуют две основные схемы термостабилизации:

а) эмиттерная;

б) коллекторная.

3.5.2.1. Эмиттерная термостабилизация

Эта схема используется совместно со схемой смещения фиксированным напряжением “база – эмиттер” (рис. 3.10).

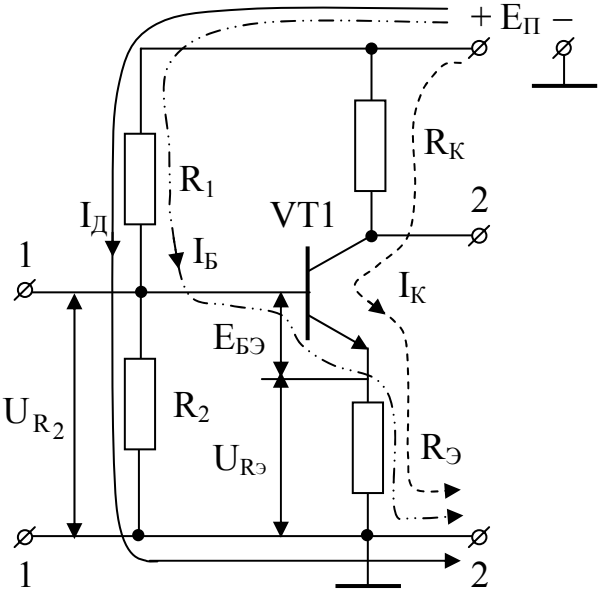


Рис. 3.10

При включении резистора $R_Э$ в цепи эмиттера возникает обратная связь. Уравнение

$$U_{R_2} = E_{БЭ} + U_{R_Э}$$

решим относительно $E_{БЭ}$:

$$E_{БЭ} = U_{R_2} - U_{R_Э}, \qquad (3.7)$$

где $E_{БЭ}$ – это напряжение, прикладываемое ко входу транзистора; $U_{R_2} = I_Д R_2 = \text{const}$, т.е. U_{R_2} от температуры не зависит;

$$U_{R_Э} = (I_K + I_Б)R_Э \approx I_K R_Э, \qquad (3.8)$$

т.к. обычно $I_Б << I_K$.

Уравнение (3.7) получило название уравнения замкнутой системы автоматического регулирования.

Рассмотрим алгоритм работы эмиттерной термостабилизации:

$$t°\uparrow \rightarrow I_{KT}\uparrow \rightarrow I_K\uparrow \rightarrow U_{R_Э}\uparrow \rightarrow E_{БЭ}\downarrow \rightarrow I_K\downarrow.$$

Увеличение температуры приводит к увеличению теплового тока I_{KT}. Ток коллектора I_K (2.14) увеличивается, и рабочая точка перемещается вверх по проходной ВАХ на величину ΔI_{K_1}. Однако увеличение тока коллектора приводит к увеличению падения напряжения

$U_{R_Э}$ (3.8) на резисторе в цепи эмиттера, что, в свою очередь, приводит к уменьшению напряжения $E_{БЭ}$ (3.7), в результате чего рабочая точка смещается вниз по проходной ВАХ и ток коллектора уменьшается на величину ΔI_{K_2}.

Происходит саморегулирование тока коллектора: **любое изменение тока из-за действия обратной связи в конечном счете приводит к его противоположному изменению**.

Система работает до тех пор, пока не выполнится равенство $\Delta I_{K_2} = \Delta I_{K_1}$, т.е. пока рабочая точка не вернется в положение А, которое является положением устойчивого равновесия замкнутой системы регулирования.

Для повышения чувствительности системы при незначительных изменениях температуры величину резистора $R_Э$ желательно увеличивать. Но такое увеличение при неизменной величине $E_П$ обязательно приведет либо к нарушению режима работы транзистора по постоянному току, либо к ухудшению усилительных свойств каскада. Это можно увидеть из равенства

$$E_П = U_{R_К} + U_{КЭ} + U_{R_Э} = \text{const}.$$

Ясно, что увеличение $R_Э$ приведет к увеличению $U_{R_Э}$ и, следовательно, к уменьшению $U_{КЭ}$ и $U_{R_К}$.

На практике рекомендуется выбирать величину $R_Э$ из соотношения

$$U_{R_Э} \approx (0{,}1 \ldots 0{,}3)E_П, \qquad (3.9)$$

откуда $R_Э \approx (0{,}1...0{,}3)E_П / I_{Ко}$.

3.5.2.2. Коллекторная термостабилизация

Коллекторная термостабилизация используется совместно со схемой смещения фиксированным током базы.

Для организации обратной связи необходимо верхний конец резистора R_1 (см. рис. 3.6) подключить к выходу схемы (рис. 3.11).

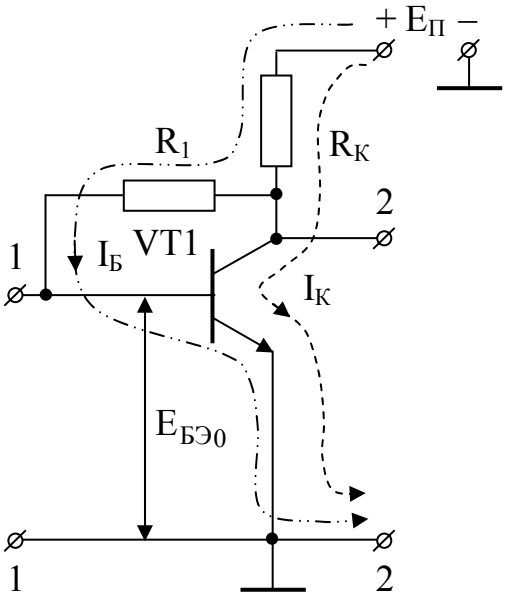


Рис. 3.11

Составим уравнение замкнутой системы автоматического регулирования:

$$E_П = U_{R_К} + U_{R_1} + E_{БЭ};$$

$$E_П = (I_К + I_Б)R_К + I_Б R_К + E_{БЭ} \approx (I_К R_К + I_Б R_К) + E_{БЭ} = \text{const}. \qquad (3.10)$$

Рассмотрим алгоритм работы коллекторной термостабилизации:

$$t^\circ\uparrow \rightarrow I_{КТ}\uparrow \rightarrow I_К\uparrow \rightarrow (I_К R_К + I_Б R_К)\uparrow \rightarrow E_{БЭ}\downarrow \rightarrow I_К\downarrow.$$

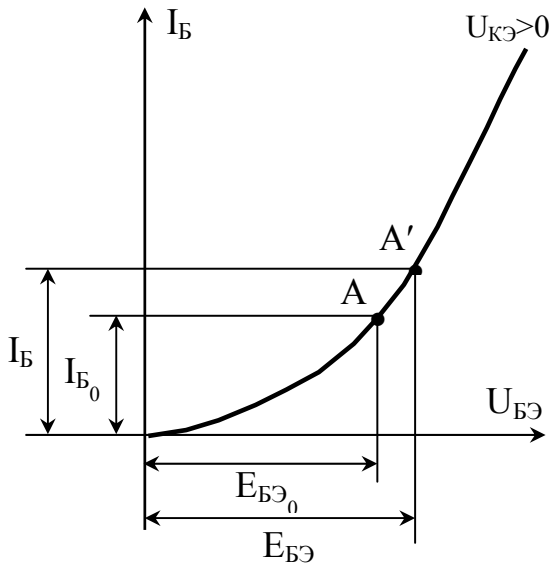


Рис. 3.12

Положим, что температура увеличивается. Это приведет к тому, что ток коллектора также увеличится, т.е. рабочая точка сместится вверх по проходной ВАХ на величину ΔI_{K_1}, вызвав при этом увеличение напряжения $E_{БЭ}$ между базой и эмиттером (см. рис. 3.7). Если перенести построения на входную динамическую ВАХ (рис. 3.12), то и на ней рабочая точка сместится вверх, т.е. ток базы увеличится. Однако увеличение токов коллектора и базы приводит к увеличению падений напряжений $U_{R_к}$ на резисторе в цепи коллектора и U_{R_1} на резисторе R_1. Это, в свою очередь, вызовет уменьшение напряжения $E_{БЭ}$ (3.10). В результате рабочая точка сместится вниз по проходной ВАХ и ток коллектора уменьшится на величину ΔI_{K_2}.

Поскольку система регулирования замкнутая, то регулирование будет происходить до тех пор, пока не выполнится равенство $\Delta I_{K_2} = \Delta I_{K_1}$, т.е. точкой устойчивого равновесия этой системы является рабочая точка A.

Для повышения чувствительности системы к малым изменениям температуры следует увеличить величину сопротивления $R_К$, но увеличение $R_К$ приведет к нарушению режима работы транзистора, поскольку уменьшится напряжение $U_{КЭ}$ в соответствии с уравнением $E_П = U_{R_К} + U_{КЭ} = \text{const}$.

На практике величину $R_К$ следует выбирать из соотношения

$$U_{RK} \approx 0{,}5\ E_П, \qquad (3.11)$$

$$(I_{К0} + I_{Б0})R_К \approx I_{К0} R_К \approx 0{,}5\ E_П,$$

откуда $R_К \approx 0{,}5E_П / I_{К_0}$.

4. МЕТОДЫ АНАЛИЗА СХЕМ ПО ПЕРЕМЕННОМУ ТОКУ

Из большого количества существующих методов анализа схем по переменному току в настоящем пособии воспользуемся двумя методами: методом на основе общей теории нагруженного четырехполюсника и методом эквивалентных схем, которые подробно рассматриваются в данном разделе. Эти два метода анализа равнозначны, поэтому каким из них пользоваться, необходимо решать в каждой конкретной ситуации.

Кроме того, в этом же разделе приводится информация об основных видах обратной связи, поскольку последняя существенно влияет на результаты анализа каскадов по переменному току.

4.1. Метод на основе общей теории нагруженного четырехполюсника

В подразд. 2.2 транзистор был представлен в виде линейного четырехполюсника, который описывается системой уравнений (2.6). Поскольку этот четырехполюсник ни со стороны входа, ни со стороны выхода не нагружен, то он называется ненагруженным.

Нагрузим четырехполюсник, подключив к нему со стороны входа источник сигнала, а со стороны выхода – нагрузку (рис. 4.1), причем потребуем, чтобы токи $\dot{I}_1$, $\dot{I}_2$ и напряжения $\dot{U}_1$, $\dot{U}_2$ остались такими же, как и в ненагруженном четырехполюснике. Это позволит при работе с нагруженным четырехполюсником пользоваться системой уравнений (2.6).

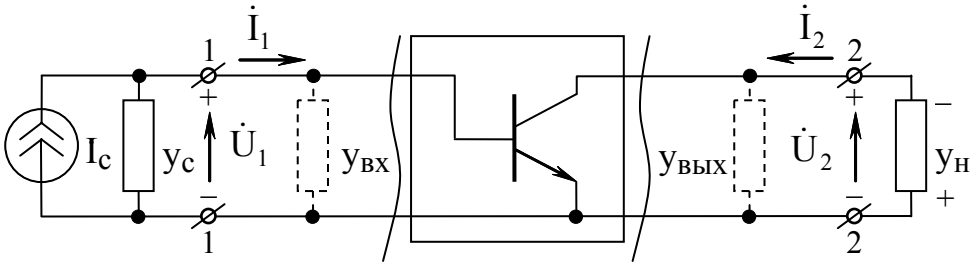


Рис. 4.1

Если сравнить схему на рис. 4.1 со схемой на рис. 1.1, то нетрудно увидеть, что нагруженный четырехполюсник – это усилительный каскад, т.е. общая теория нагруженного четырехполюсника – это теория усилительного каскада. В любом усилительном каскаде представляют интерес его коэффициент усиления, входная и выходная проводимости. Найдем эти параметры.

4.1.1. Коэффициент усиления по напряжению $\dot{K}$

Для выходной цепи нагруженного четырехполюсника запишем закон Ома

$$\dot{I}_2 = -y_H \dot{U}_2 . \qquad (4.1)$$

Здесь есть одна особенность. Когда четырехполюсник был ненагруженным со стороны выхода, т.е. проводимость нагрузки y_H не подключалась к полюсам 2-2, считалось, что верхний полюс имеет более высокий потенциал (+), чем нижний (–). После подключения y_H ток $\dot{I}_2$, протекая через y_H, создает падение напряжения, причем нижний полюс теперь имеет больший потенциал (+), а верхний – меньший (–). Чтобы учесть тот факт, что при замыкании внешней цепи фаза напряжения $\dot{U}_2$ меняется на противоположную, в формуле для $\dot{I}_2$ поставлен знак “–”.

Если воспользоваться вторым уравнением системы (2.6) и приравнять его к полученному выражению (4.1):

$$y_{21}\dot{U}_1 + y_{22}\dot{U}_2 = -y_H\dot{U}_2,$$

то можно получить формулу для расчета коэффициента усиления через y-параметры транзистора:

$$\dot{K} = \dot{U}_2/\dot{U}_1 = -y_{21}/(y_{22} + y_H). \qquad (4.2)$$

4.1.2. Входная проводимость $y_{ВХ}$

Поступим следующим образом: отбросим всю часть схемы правее волнистой линии со стороны входа четырехполюсника (см. рис. 4.1) и создадим для тока $\dot{I}_1$ искусственный путь через проводимость $y_{ВХ}$ (показана пунктиром), которую назовем эквивалентной входной проводимостью

$$y_{ВХ} = \dot{I}_1/\dot{U}_1.$$

Воспользовавшись первым уравнением системы (2.6) и разделив левую и правую части его на $\dot{U}_1$, получим

$$y_{ВХ} = y_{11} + y_{12}\,\dot{U}_2/\dot{U}_1 = y_{11} + y_{12}\dot{K} = y_{11} - y_{21}y_{12}/(y_{22} + y_H). \qquad (4.3)$$

Отсюда видно, что входная проводимость нагруженного четырехполюсника (т.е. усилительного каскада) зависит от входной проводимости транзистора y_{11}, но при этом появилась добавка. Оказалось, что входная проводимость зависит от величины нагрузки и величины выходной проводимости транзистора. Это является следствием того, что в транзисторе существует проводимость обратной связи y_{12}. Если бы $y_{12} = 0$, то входная проводимость каскада определялась бы только входной проводимостью транзистора.

4.1.3. Коэффициент обратного преобразования $\dot{K}_{ОБР}$

Это промежуточный параметр, который необходим для вычисления выходной проводимости.

Для нахождения коэффициента обратного преобразования поменяем в схеме нагруженного четырехполюсника вход с выходом, т.е. к полюсам 2-2 подключим источник сигнала, а к полюсам 1-1 – нагрузку. Но при этом необходимо, чтобы величины токов $\dot{I}_1$, $\dot{I}_2$ и напряжений $\dot{U}_1$, $\dot{U}_2$ остались прежними. Это условие будет выполнено, если будут выполнены следующие соотношения между внутренними проводимостями источников сигнала и нагрузок в схемах на рис. 4.1 и 4.2: $y'_C = y_H$ и $y'_H = y_C$.

В рассматриваемой схеме $\dot{U}_2$ – входное напряжение, а $\dot{U}_1$ – выходное. Введем понятие коэффициента обратного преобразования

$$\dot{K}_{ОБР} = \dot{U}_1/\dot{U}_2.$$

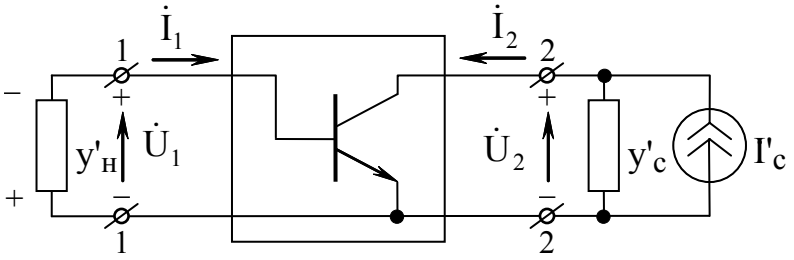


Рис. 4.2

Для выходной цепи этой схемы запишем закон Ома

$$\dot{I}_1 = -y'_Н \dot{U}_1 = -y_C \dot{U}_1 . \qquad (4.4)$$

Знак “–” в выражении учитывает переворот фазы напряжения $\dot{U}_1$ при замыкании внешней цепи.

Имеем два уравнения для тока $\dot{I}_1$: первое уравнение системы (2.6) и (4.4). Приравняв эти два выражения:

$$-y_C \dot{U}_1 = y_{11}\dot{U}_1 + y_{12}\dot{U}_2 ,$$

найдем

$$\dot{K}_{ОБР} = -y_{12}/(y_{11} + y_C).$$

4.1.4. Выходная проводимость $y_{вых}$

Возвратимся к схеме на рис. 4.1 и вновь поступим, как и при определении $y_{ВХ}$. Отбросим часть схемы левее волнистой линии со стороны выхода четырехполюсника и заменим ее эквивалентной проводимостью $y_{вых}$. По закону Ома $y_{вых} = \dot{I}_2/\dot{U}_2$.

Разделив левую и правую части второго уравнения системы (2.6) на $\dot{U}_2$, получим

$$y_{вых} = y_{22} + y_{21}\dot{U}_1/\dot{U}_2 = y_{22} + y_{21}\dot{K}_{ОБР} = y_{22} - y_{12}y_{21}/(y_{11} + y_C). \qquad (4.5)$$

Отсюда видно, что выходная проводимость из-за проводимости обратной связи транзистора y_{12} зависит не только от выходной проводимости транзистора, но и от его входной проводимости и проводимости источника сигнала.

Формулы для $\dot{K}$, $y_{ВХ}$ и $y_{вых}$ получены для СОЭ. Они останутся точно такими же для схем с общим коллектором и общей базой, только в эти формулы необходимо подставить y-параметры транзистора, определяемые для схем СОК и СОБ соответственно.

Таблица 4.1

СОЭ	СОК	СОБ
y_{11}	$y_{11_К} = y_{11}$	$y_{11_Б} = \sum y$
y_{12}	$y_{12_К} = -(y_{12} + y_{11})$	$y_{12_Б} = -(y_{12} + y_{22})$
y_{21}	$y_{21_К} = -(y_{21} + y_{11})$	$y_{21_Б} = -(y_{21} + y_{22})$
y_{22}	$y_{22_К} = \sum y$	$y_{22_Б} = y_{22}$
$\sum y = y_{11} + y_{12} + y_{21} + y_{22}$		

Оказывается, если известны y-параметры для СОЭ, то можно легко получить y-параметры для СОК и СОБ, воспользовавшись формулами пересчета параметров, приведенными в табл. 4.1 [9].

4.2. Метод эквивалентных схем

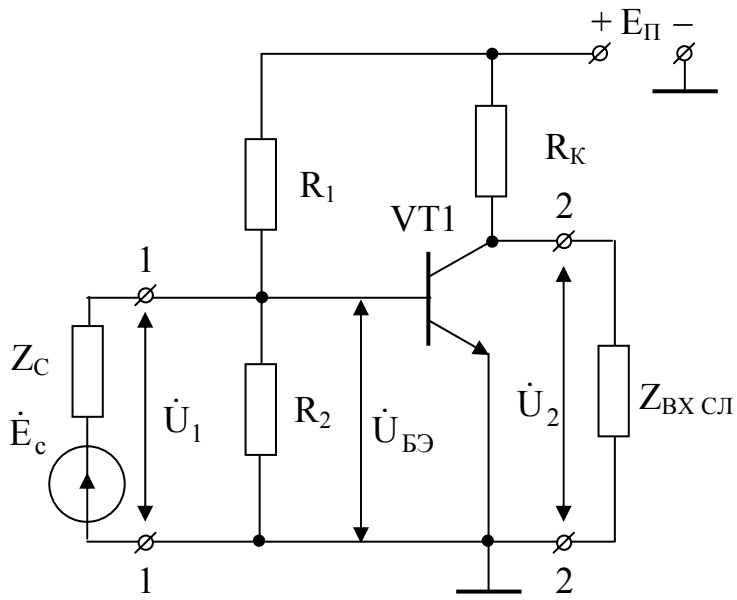


Рис. 4.3

Эквивалентную схему любого устройства составляют по его принципиальной схеме. На примере принципиальной схемы резистивного каскада по СОЭ (рис. 4.3) рассмотрим алгоритм составления эквивалентной схемы (рис. 4.4):

1. Транзисторы принципиальной схемы заменяют их эквивалентными схемами (см. рис. 2.9, б).

2. К эквивалентным схемам транзисторов подключают все элементы принципиальной схемы. При этом следует помнить, что **эквивалентную схему составляют по переменному току, т.е. по сигнальной составляющей.** А это означает, что источник питания необходимо заменить короткозамкнутой перемычкой.

3. В эквивалентную схему включают распределенные элементы: паразитные емкости и паразитные индуктивности, которые на принципиальной схеме не изображаются.

Паразитная емкость получила название емкости монтажа $C_М$. Ее величина зависит от качества монтажа. Если монтаж (сборка) осуществляется проводами, то $C_М = 80…100$ пФ. Если это печатный монтаж, то $C_М = 5…20$ пФ. При интегральном исполнении $C_М$ практически равна нулю. Паразитная индуктивность – это индуктивность вводов элементов схемы. Она проявляется только на сверхвысоких частотах.

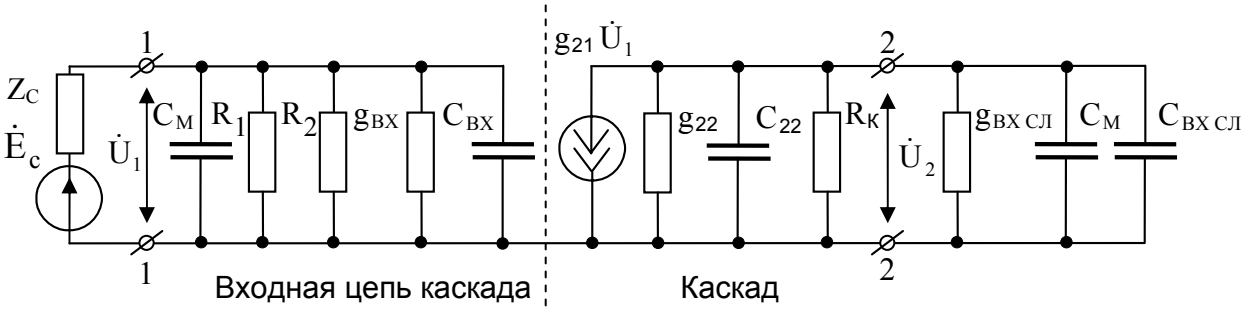


Рис. 4.4

Из рис. 4.4 видно, что эквивалентная схема рассматриваемого усилителя состоит из двух изолированных друг от друга частей, которые называют входной цепью каскада и каскадом соответственно. Емкости монтажа включают в каждую из этих частей.

Как предмет дальнейших исследований интерес представляет

каскад, который включает в себя выходную цепь предыдущего транзистора, входную цепь следующего транзистора и резистор в цепи коллектора.

Введем следующие обозначения:

$$g_{\Sigma} = g_{22} + g_{\text{ВХ СЛ}} + 1/R_{K} = g_{22} + g_{\text{ВХ СЛ}} + g_{K},$$
$$C_{\Sigma} = C_{22} + C_{M} + C_{\text{ВХ СЛ}}. \qquad (4.6)$$

С учетом этих обозначений на рис. 4.5, а представлена упрощенная эквивалентная схема каскада.

Полученную эквивалентную схему удобно рассматривать отдельно для каждой области частот (см. рис. 1.9).

В схеме g_{Σ} и C_{Σ} включены параллельно друг другу. Результирующая проводимость будет определяться наибольшим значением этих величин.

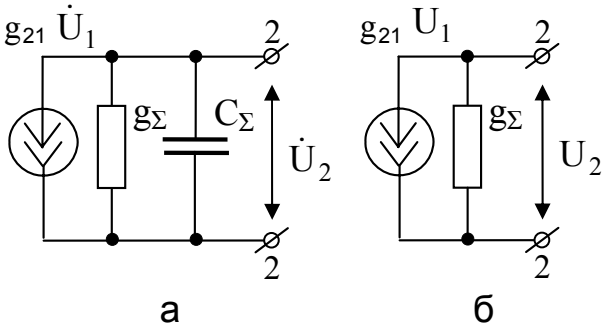


Рис. 4.5

В области средних и нижних частот проводимость емкости ωC_{Σ} – малая величина, поэтому на практике в области средних и тем более нижних частот выполняется соотношение $g_{\Sigma} >> \omega C_{\Sigma}$.

Следовательно, результирующая проводимость параллельного соединения g_{Σ} и C_{Σ} будет полностью определяться величиной g_{Σ}, что дает возможность в области средних (нижних) частот из эквивалентной схемы исключить C_{Σ} (рис. 4.5, б).

В области средних (нижних) частот в эквивалентной схеме реактивности отсутствуют.

В связи с этим на схеме U_1 и U_2 – действительные величины.

В области верхних частот ωC_{Σ} увеличивается с ростом частоты ω, в связи с чем в эквивалентной схеме сохраняются и g_{Σ}, и C_{Σ}. Поэтому в области верхних частот эквивалентная схема имеет такой же вид, как и на рис. 4.5, а.

4.3. Обратная связь в усилителях

Цепи, с помощью которых осуществляется передача энергии с выхода на вход, т.е. в направлении, обратном основному направлению передачи энергии, называются цепями обратной связи (ОС).

Рассмотрим виды обратной связи, руководствуясь различными критериями [1, 2, 3].

4.3.1. Виды обратной связи по критерию полезности

По этому критерию все цепи обратной связи разделяют на два класса:

1. Сознательно вводимая ОС, которой можно управлять, воздействуя тем самым на свойства усилителя.

2. Паразитная ОС, т.е. вредная обратная связь. Эта связь возникает самопроизвольно, и ею управлять нельзя. Поэтому эту ОС стараются либо совсем убрать, либо максимально ослабить.

Так, ОС за счет общего внутреннего сопротивления источника питания убирают, подключив параллельно источнику питания блокировочный конденсатор (см. разд.1), за счет паразитной емкости монтажа ослабляют, тщательно продумывая монтаж.

Наибольшую опасность представляет ОС из-за внутренней проводимости y_{12} транзистора:

$$-y_{12} = g_{12} + j\omega C_{12}.$$

За обратную связь в этой проводимости в основном отвечает емкость C_{12}, поскольку вероятность возникновения самовозбуждения увеличивается с ростом рабочих частот, где проводимость ωC_{12} по сравнению с g_{12} оказывается преобладающей. Создавая транзисторы с малой величиной емкости “коллектор – база” ($C_{КБ} = C_{12}$), ослабляют эту связь, но полностью освободиться от ее влияния невозможно.

Всегда необходимо помнить о присутствии в каскаде паразитной ОС за счет межэлектродной емкости C_{12}.

4.3.2. Виды обратной связи по количеству охваченных ею каскадов

На структурной схеме многокаскадного усилительного устройства (рис. 4.6) показаны примеры возможных вариантов ОС.

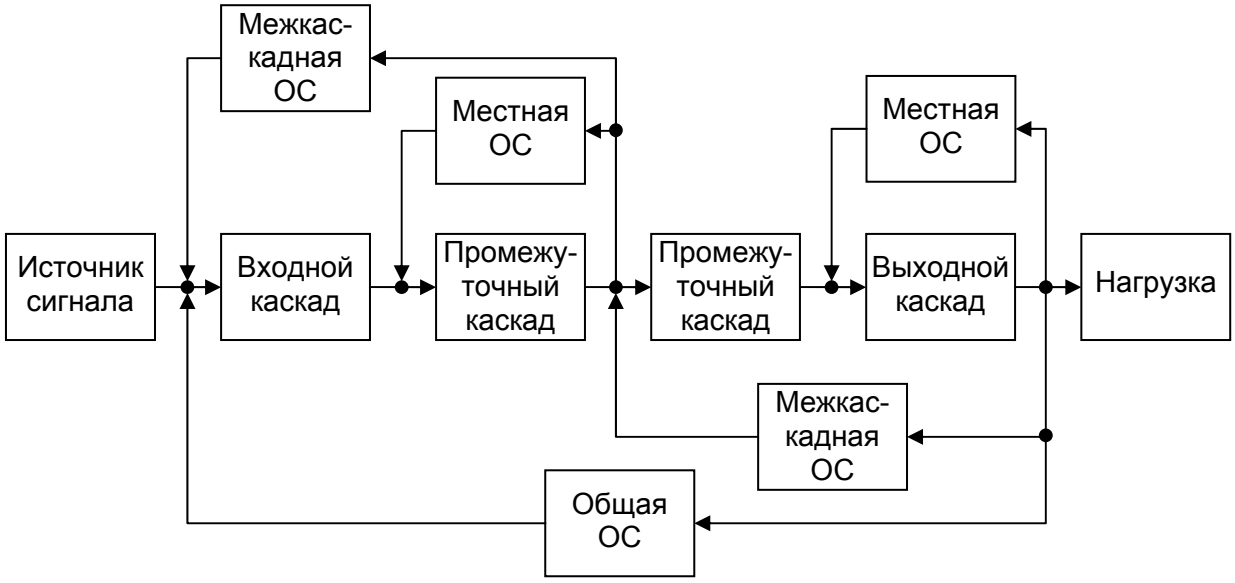


Рис. 4.6

Если ОС охватывает только один каскад, то такую связь называют местной, если все усилительное устройство, – общей, а если же несколько каскадов, – межкаскадной.

4.3.3. Виды обратной связи по знаку

Зарисуем структурную схему каскада, охваченного местной ОС (рис. 4.7). Пусть усилительный каскад характеризуется коэффициентом усиления $\dot{K}$, а цепь ОС – коэффициентом передачи $\dot{\beta}$.

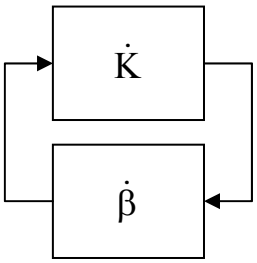


Рис. 4.7

Каскад и цепь ОС образовали замкнутый контур, который называют петлей, или контуром обратной связи.

Для характеристики петли ОС вводят два параметра: петлевой коэффициент усиления $\dot{\beta}\dot{K}$ и фактор, или глубину, обратной связи $\dot{F} = 1 - \dot{\beta}\dot{K}$.

Петлевой коэффициент усиления в общем случае – комплексная величина:

$$\dot{\beta}\dot{K} = \left|\dot{\beta}\dot{K}\right| e^{j\varphi_{\beta K}} = \beta K e^{j\varphi_{\beta K}}.$$

На практике наибольший интерес представляет случай, когда петлевой коэффициент усиления равен своему модулю, т.е. $\dot{\beta}\dot{K} = \beta K$. Это будет иметь место в том случае, когда $e^{j\varphi_{\beta K}} = \pm 1$. Воспользуемся формулой Эйлера

$$e^{j\varphi_{\beta K}} = \cos\varphi_{\beta K} + j\sin\varphi_{\beta K}.$$

Отсюда следует, что при $\varphi_{\beta K} = 2n\pi$ $e^{j\varphi_{\beta K}} = +1$, а при $\varphi_{\beta K} = 2(n+1)\pi$ $e^{j\varphi_{\beta K}} = -1$.

Случай, когда $e^{j\varphi_{\beta K}} = +1$, получил название положительной обратной связи (ПОС), а когда $e^{j\varphi_{\beta K}} = -1$, – отрицательной обратной связи (ООС).

На практике для определения вида обратной связи по знаку можно воспользоваться следующими определениями.

Введение положительной обратной связи приводит к увеличению усилительного эффекта каскада, а введение отрицательной обратной связи – к его ослаблению.

Если напряжение обратной связи подводится ко входу транзистора, т.е. к переходу “база – эмиттер”, с тем же знаком, что и напряжение от источника сигнала, то это положительная обратная связь, если же с противоположным, то это отрицательная обратная связь.

Обратная связь является частотно-зависимой, поэтому всегда необходимо помнить, что если связь в области средних частот имеет один знак, то в области верхних или нижних частот знак может измениться на противоположный.

ООС нашла наибольшее применение в усилительных, а ПОС – в генераторных устройствах.

Фактор обратной связи $\dot{F} = 1 + \dot{\beta}\dot{K}$ для ООС и $\dot{F} = 1 - \dot{\beta}\dot{K}$ для ПОС.

4.3.4. Виды обратной связи по входу и выходу

По входу обратную связь подразделяют на последовательную и параллельную, по выходу – на обратную связь по току и напряжению.

По входу вид обратной связи определяют, выполняя два опыта:

а) опыт короткого замыкания, когда источник сигнала заменяют короткозамкнутой перемычкой;

б) опыт холостого хода, когда источник сигнала отключают от входа каскада.

Правила определения вида ОС по входу:

а) если при опыте короткого замыкания ОС остается, а при холостом ходе исчезает, то это последовательная ОС;

б) если при коротком замыкании ОС исчезает, а при холостом ходе остается, то это параллельная ОС.

По выходу вид обратной связи определяют, опять же проделав два опыта:

а) опыт короткого замыкания, когда нагрузку заменяют короткозамкнутой перемычкой;

б) опыт холостого хода, когда нагрузку отключают от выхода каскада.

Правила определения вида ОС по выходу:

а) если при коротком замыкании ОС остается, а при холостом ходе исчезает, то это обратная связь по току;

б) если при коротком замыкании ОС исчезает, а при холостом ходе остается, то это обратная связь по напряжению.

В табл. 4.2 приведена информация о свойствах каскада, охваченного ООС, в зависимости от вида связи по входу и выходу, где $\dot{K}_U$, $\dot{K}_I$, $Z_{вх}$, $Z_{вых}$ – параметры каскада без ОС.

Таблица 4.2

Параметр	Последовательная ОС		Параллельная ОС	
	по току	по напряжению	по току	по напряжению
Коэффициент усиления по напряжению	$\dot{K}_U/\dot{F}$	$\dot{K}_U/\dot{F}$	$\dot{K}_U$	$\dot{K}_U$
Коэффициент усиления по току	$\dot{K}_I$	$\dot{K}_I$	$\dot{K}_I/\dot{F}$	$\dot{K}_I/\dot{F}$
Входное сопротивление	$Z_{вх}\dot{F}$	$Z_{вх}\dot{F}$	$Z_{вх}/\dot{F}$	$Z_{вх}/\dot{F}$
Входное сопротивление	$Z_{вых}\dot{F}$	$Z_{вых}/\dot{F}$	$Z_{вых}\dot{F}$	$Z_{вых}/\dot{F}$
Расширение полосы пропускания	Расширяет, $f_B\uparrow$	Расширяет, $f_B\uparrow$	Не расширяет	Не расширяет
Стабилизирующее воздействие	Стабилизирует выходное напряжение и коэффициент усиления по напряжению		Стабилизирует выходной ток и коэффициент усиления по току	

5. ВСПОМОГАТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА УСИЛИТЕЛЬНЫХ КАСКАДОВ

5.1. Схема Дарлингтона

Это одна из схем составного транзистора [1, 2, 9, 10], которая получила широкое распространение в интегральной схемотехнике. В общем случае составной транзистор представляет собой устройство, состоящее из нескольких транзисторов, соединенных друг с другом без использования реактивных элементов, и выполняющее в схемах те же функции, что и обычный транзистор.

Базовый вариант схемы Дарлингтона включает в себя два транзистора, которые соединены друг с другом по схеме, изображенной на рис. 5.1, а.

Составим уравнения для постоянных токов составного транзистора через токи отдельных его транзисторов:

$$I_К = I_{К1} + I_{К2};$$

$$I_Б = I_{Б1};$$

$$I_Э = I_{Э2} = I_{К2} + I_{Б2};$$

$$I_{Б2} = I_{Э1} = I_{К1} + I_{Б1} = \beta_1 I_{Б1} + I_{Б1} = I_{Б1}(1+\beta_1),$$

где β_1 – коэффициент усиления по току транзистора VT1.

Составной транзистор по схеме Дарлингтона обладает свойствами, во много раз превосходящими свойства образующих его транзисторов.

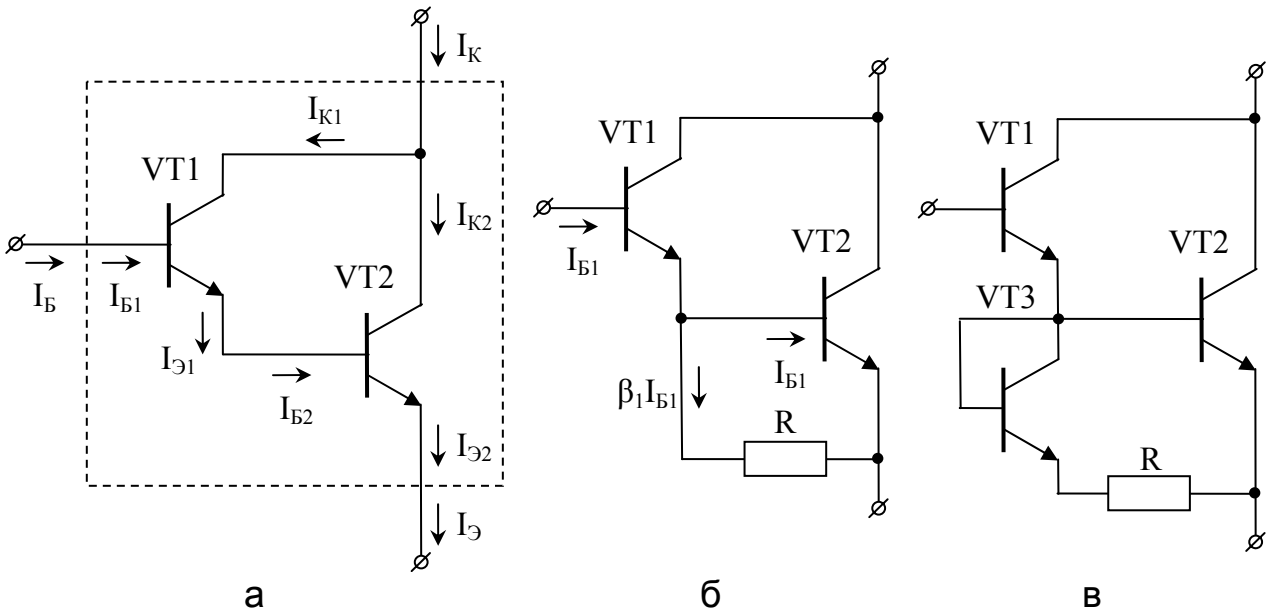


Рис. 5.1

Так, если входные проводимости транзисторов VT1 и VT2 $g_{11_{VT1}} = 1/r_{БЭ_{VT1}}$ и $g_{11_{VT2}} = 1/r_{БЭ_{VT2}}$, то входная проводимость составного транзистора

$$g_{11} = 1/\left(r_{БЭ_{VT1}} + r_{БЭ_{VT2}}\right) \approx 1/2r_{БЭ_{VT1}} \approx g_{11VT1}/2, \qquad (5.1)$$

т.е. **входная проводимость составного транзистора приблизительно в два раза меньше входных проводимостей транзисторов, входящих в его состав**.

Коэффициент усиления по току составного транзистора дает еще более впечатляющий выигрыш – он приблизительно равен произведению коэффициентов усиления по току отдельных его транзисторов, что легко доказать на основании следующих выводов:

$$\beta = I_К / I_Б = \left(I_{К1} + I_{К2}\right) / I_{Б1} = \left(I_{Б1}\beta_1 + I_{Б2}\beta_2\right) / I_{Б1} =$$
$$= \left[I_{Б1}\beta_1 + I_{Б1}\left(1+\beta_1\right)\beta_2\right] / I_{Б1} = \beta_1 + \beta_2 + \beta_1\beta_2 \approx \beta_1\beta_2. \qquad (5.2)$$

К этому же заключению можно прийти, рассмотрев процессы в транзисторе по переменному току. Если представить, что ко входу транзистора подключен источник сигнала, то через переход “база – эмиттер” транзистора VT1 начнет протекать переменный ток базы. Этот ток вызовет в коллекторной цепи транзистора в β_1 раз больший переменный ток коллектора, который одновременно является и базовым током транзистора VT2. В результате этот последний ток вызовет в коллекторной цепи транзистора VT2 протекание тока, в β_2 раза большего, т.е. переменный ток транзистора VT2 будет в $\beta_1\beta_2$ раз больше переменного тока базы транзистора VT1.

Воспользуемся соотношением (2.13) и вычислим крутизну составного транзистора:

$$g_{21} = \beta g_{11} \approx \beta_1\beta_2\, g_{11_{VT1}} / 2 \approx g_{21_{VT1}}\, \beta_2 / 2.$$

Оказывается, что крутизна составного транзистора в $\beta_2/2$ **раз больше, чем крутизна одного транзистора.**

Рассмотрим некоторые модификации схемы Дарлингтона. В базовой схеме транзисторы VT1 и VT2 по конструкции должны быть различными, т.к. транзистор VT1 рассчитан на протекание малого постоянного тока базы, а транзистор VT2 – на протекание в (β_1 +1) раз большего тока. В результате второй транзистор необходимо выполнять с широкой базой, а первый – с узкой. С точки зрения интегральной технологии это не совсем удобно, поэтому схему выполняют на одинаковых транзисторах, а избыток постоянного тока пропускают через сопротивление резистора R малой величины, подключенного параллельно переходу “база – эмиттер” транзистора VT2 (рис. 5.1, б). Недостатком этой схемы является то, что ее коэффициент усиления по переменному току β резко уменьшается, поскольку значительная часть тока коллектора первого транзистора уходит через резистор R и не принимает участия в усилительном процессе второго транзистора.

Этого недостатка лишена схема, изображенная на рис. 5.1, в. В схеме все транзисторы одинаковые, но транзистор VT3 работает в диодном включении. Этот транзистор в процессе по постоянному току участвует как диод в открытом состоянии, сопротивление которого можно считать пренебрежимо малым. Таким образом, по постоянному току схема работает точно так же, как и схема на рис. 5.1, б. По пере-

менному же току VT3 работает как транзистор, сопротивление перехода “база – эмиттер” которого, как и в транзисторе VT2, рассчитывается как дифференциальное. В результате общее сопротивление переменному току через ветвь, содержащую последовательно включенные резистор R и дифференциальное сопротивление перехода “база – эмиттер” транзистора VT3, оказывается бо́льшим, чем через переход “база – эмиттер” транзистора VT2. Бо́льшая часть тока коллектора транзистора VT1 теперь, являясь током базы транзистора VT2, принимает участие в усилительных процессах этого транзистора.

5.2. Генератор стабильного тока

Генератор стабильного тока (ГСТ) [1, 3] – это двухполюсник (рис. 5.2, а), для которого зависимость тока от напряжения между полюсами имеет вид, изображенный на рис. 5.2, б.

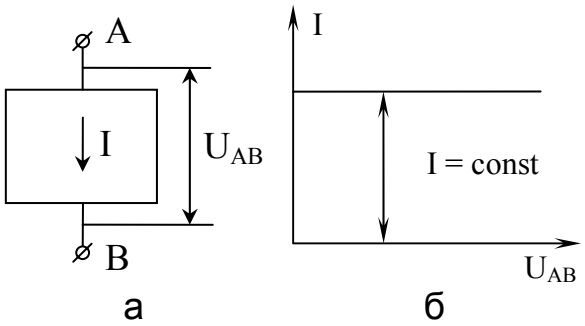


Рис. 5.2

Если такой двухполюсник включить вместо одного из резисторов ($R_К$ или $R_Э$) в схеме усилительного каскада (см. рис. 3.10), то **он будет оказывать стабилизирующее действие на работу транзистора** VT1.

Такую зависимость, как на рис. 5.2, б, между выходным током и выходным напряжением может иметь обычный транзистор. Из семейства выходных статических характеристик (рис. 5.3, а) выберем характеристику, которая наиболее близка к горизонтальной линии, например при токе $I_{Б_2}$.

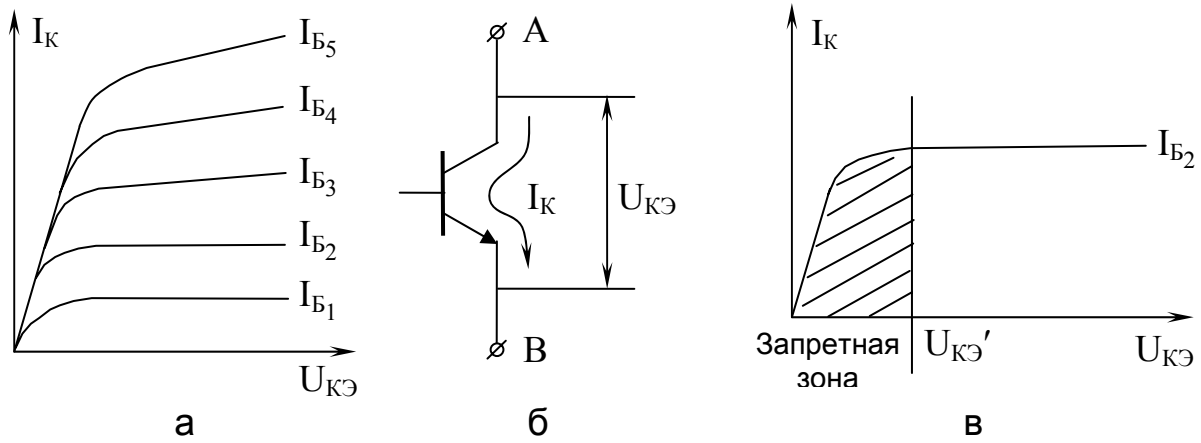


Рис. 5.3

Если перерисовать эту характеристику отдельно (рис. 5.3, в), запретив работать на ней в диапазоне значений $U_{КЭ}$ (от 0 до $U_{КЭ}'$), и сравнить с характеристикой ГСТ, то можно увидеть, что при $U_{КЭ}>U_{КЭ}'$ эта характеристика очень похожа на характеристику ГСТ.

Зафиксировать требуемый ток базы транзистора $I_{Б_2}$ можно на основании входной динамической характеристики (см. рис. 3.12) за счет обеспечения напряжения смещения $U_{БЭ_2}$, используя источник питания, делитель напряжения (3.3) и соединив полюс В с корпусом (рис. 5.4, а).

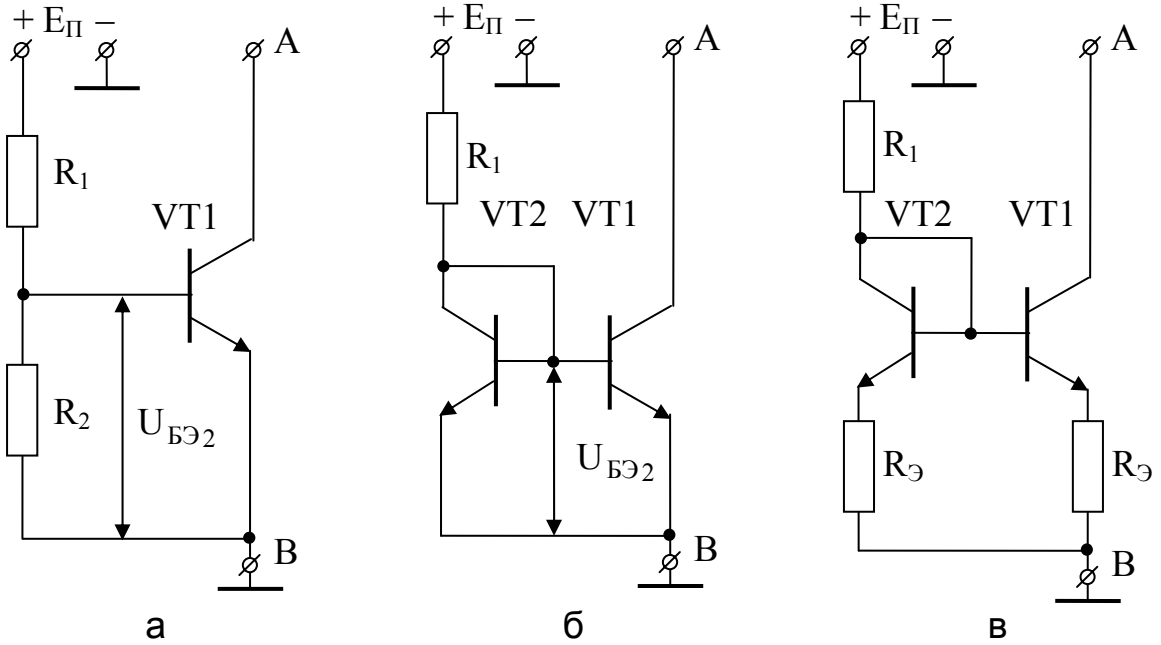


Рис. 5.4

Полученная схема ГСТ является простейшей, но в ней решена только одна задача: ее ток не зависит от величины напряжения U_{AB}. С точки зрения термостабильности в этой схеме пока ничего не сделано.

Применим схему термокомпенсации, но с учетом того, что ГСТ – это элемент интегральной схемотехники, используем в качестве термокомпенсирующего элемента транзистор в диодном включении (рис. 5.4, б).

Ток делителя, который является и током коллектора транзистора VT2, создает на сопротивлении $r_{БЭ}$ падение напряжения $U_{БЭ_2}$.

Напряжение $U_{БЭ_2}$ оказалось приложенным к транзистору VT1 и вызывает протекание через него тока $I_{К_{VT1}}$. Поскольку транзисторы VT1 и VT2 одинаковые и напряжения между базами и эмиттерами у них одинаковые, то их токи будут равными, т.е.

$$I_{дел} = I_{К_{VT2}} = I_{К_{VT1}} \approx E_П / R_1 .$$

Таким образом, подбирая величину резистора R_1, управляют током транзистора VT1. Любое изменение R_1 приведет к изменению тока $I_{К_{VT2}}$ и к точно такому же изменению тока $I_{К_{VT1}}$. **В связи с этим рассмотренная схема получила название “токовое зеркало”**.

Стабилизировать ток коллектора транзистора можно не только цепями термокомпенсации, но и цепями термостабилизации. Используем эмиттерную термостабилизацию, включив сопротивление $R_Э$ в цепь

эмиттера транзистора VT1. В этом случае напряжение $U_{БЭ_2}$, которое создается током делителя, уже не полностью прикладывается к переходу “база – эмиттер” транзистора VT1, как это было в предыдущей схеме. Симметрия схемы нарушилась, и для ее восстановления в цепь эмиттера транзистора VT2 вводят точно такое же сопротивление $R_Э$ (рис. 5.4, в).

Найдем сопротивление ГСТ по постоянному и переменному токам. Для этого изобразим на рис. 5.5 ту же характеристику, что и на рис. 5.3, в, но не горизонтальную, а наклонную.

В рабочей точке A имеем величины $U_{КЭ}$ и $I_К$. Для расчета сопротивления по постоянному току воспользуемся выражением

$$R_{ГСТ=} = U_{КЭ}/I_К .$$

Эта величина в реальных схемах имеет малое значение. Для определения сопротивления ГСТ по переменному току $R_{ГСТ\sim}$ воспользуемся определением дифференциального сопротивления. Для этого построим в районе рабочей точки прямоугольный треугольник со сторонами $\Delta U_{КЭ}$ и $\Delta I_К$, тогда

$$R_{ГСТ\sim} = \Delta U_{КЭ}/\Delta I_К .$$

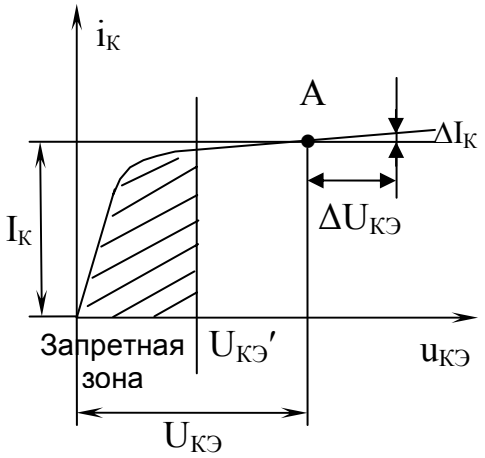


Рис. 5.5

Поскольку в реальных ГСТ эта характеристика – горизонтальная линия, то $\Delta I_К \to 0$. Следовательно, $R_{ГСТ\sim} \to \infty$, т.е. сопротивление ГСТ по переменному току велико.

В ГСТ сопротивление по переменному току во много раз больше, чем сопротивление по постоянному току:

$$\mathbf{R_{ГСТ\sim} >> R_{ГСТ=}} . \qquad (5.3)$$

Благодаря этому замечательному свойству ГСТ нашел широчайшее применение в интегральной схемотехнике.

5.3. Умножитель емкости

Основой схемы умножителя емкости [1, 6] (рис. 5.6, а) является схема ГСТ, в которой базовый делитель, состоящий из резистора R и термокомпенсирующего элемента в виде транзистора VT2 в диодном включении, подключен не к отдельному источнику питания, а к коллектору основного транзистора VT1. За счет такого включения резистор R оказался подключенным параллельно комплексному сопротивлению перехода “база – коллектор”, являющемуся сопротивлением внутренней обратной связи транзистора. Дополнительно параллельно резистору R подключают емкость C.

Таким образом, в транзисторе VT1 параллельно внутренней проводимости обратной связи $-y_{12} = g_{12} + j\omega C_{12}$ оказалась подключенной цепь внешней обратной связи $-y_{ОС} = 1/R + j\omega C$, причем на практике $y_{ОС} >> y_{12}$,что позволяет пренебречь влиянием y_{12} и считать, что об-

ратная связь в транзисторе в данной схеме реализуется за счет проводимости внешней цепи.

Рассчитаем выходную проводимость транзистора VT1 на основании выражения (4.5), полученного в общей теории нагруженного четырехполюсника, подставив в него вместо y_{12} проводимость y_{OC}, а вместо проводимости y_{21} с учетом условия (2.8) и выражения (2.15) – g_{21}.

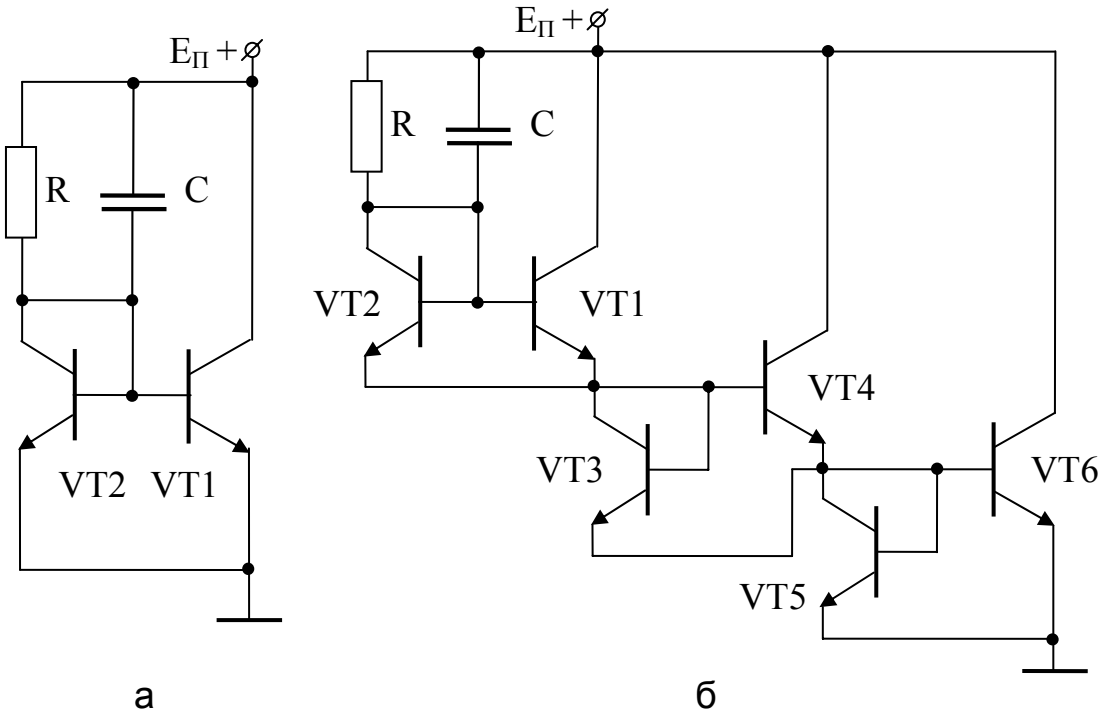


Рис. 5.6

Кроме того, примем во внимание, что роль источника сигнала для транзистора VT1 выполняет транзистор VT2. Но он работает в диодном включении, поэтому его выходная проводимость, которую можно принять за проводимость источника сигнала, равна его входной проводимости: $y_{11_{VT2}} = y_c$. Поскольку транзисторы VT1 и VT2 в ГСТ идентичны, то можно считать, что $y_{11_{VT1}} = y_{11_{VT2}} = y_{11}$, и вместо суммы $y_{11_{VT1}} + y_c$ в знаменатель выражения (4.5) подставить $2y_{11}$. Если с целью упрощения расчетов пренебречь влиянием емкости C_{11} и считать, что $y_{11} \approx g_{11}$, то формула для расчета выходной проводимости транзистора VT1 примет вид

$$g_{ВЫХ} + j\omega C_{ВЫХ} \approx (g_{22} + j\omega C_{22}) + [(1/R + j\omega C)g_{21}]/2g_{11}.$$

Если учесть выражение (2.13), то

$$g_{ВЫХ} + j\omega C_{ВЫХ} \approx (g_{22} + j\omega C_{22}) + [(1/R + j\omega C)\beta]/2.$$

Отсюда, выделив действительную и мнимую части, получим следующие соотношения:

$$g_{ВЫХ} \approx g_{22} + \beta/2R \approx \beta/2R;$$
$$C_{ВЫХ} \approx C_{22} + C\beta/2. \qquad (5.4)$$

Таким образом, в схеме происходит умножение емкости C в $\beta/2$ раз, что и предопределило ее название. Кроме того, схема уменьшает сопротивление R в $\beta/2$ раз и стабилизирует протекающий через нее ток.

В интегральном исполнении в качестве цепочки обратной связи, состоящей из R и C, используется коллекторный переход транзистора с большой площадью базы (емкость $C \approx 10$ пФ).

Умножитель емкости может исполняться в виде двух- и даже трехсоставного генератора тока (рис. 5.6, б) [1].

6. АНАЛИЗ РЕЗИСТИВНОГО КАСКАДА ПО СОЭ

Принципиальная схема каскада была представлена на рис. 4.3. Каскад называют резистивным, поскольку в его коллекторную цепь включен резистор $R_К$. Перерисуем схему по переменному току (рис. 6.1), учитывая, что между полюсами источника питания включен блокировочный конденсатор большой емкости. В результате $Z'_Н = Z_Н \| R_К$, а $Z'_С = Z_С \| R1 \| R2$. Из рис. 6.1 видно, что в этом каскаде нет обратной связи – все выходное напряжение, формируемое на его выходе, передается в нагрузку и ничего не поступает с выхода на вход транзистора. В связи с этим **необходимо отметить следующую особенность каскада: у него напряжение на входе $\dot{U}_1$, т.е. напряжение, создаваемое источником сигнала на полюсах 1-1, равно напряжению на входе транзистора $\dot{U}_{БЭ}$, т.е. напряжению между базой и эмиттером.**

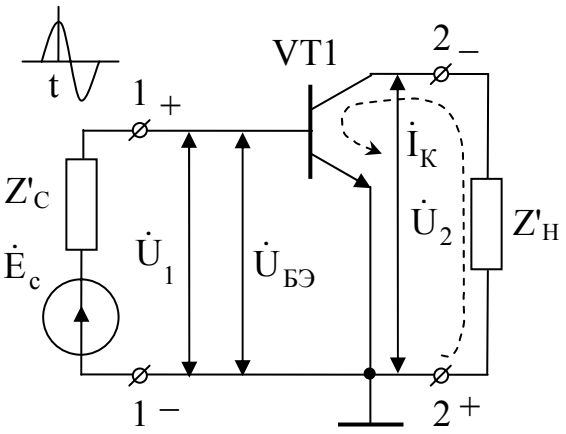


Рис. 6.1

Коэффициент усиления для данного каскада определяют как отношение $\dot{U}_2/\dot{U}_1$, но в связи с тем, что в каскаде отсутствует обратная связь и $\dot{U}_1 = \dot{U}_{БЭ}$, **вводят понятие коэффициента усиления каскада без обратной связи**

$$\dot{K} = \dot{U}_2 / \dot{U}_{БЭ} . \qquad (6.1)$$

Рассмотрим фазовые соотношения напряжений на выходе и входе каскада в момент перехода входного тестового сигнала через максимум. Между базой и эмиттером напряжение максимально (положительная полуволна входного напряжения приложена к транзистору), что на схеме зафиксировано знаками “+” на базе и “–” на эмиттере. Это приведет к увеличению тока коллектора и, как следствие, к увеличению падения напряжения на нагрузке $Z'_Н$. Полярность этого приращения напряжения указана на схеме.

В результате приходим к выводу, что резистивный каскад по СОЭ переворачивает фазу напряжения на выходе по сравнению с фазой напряжения на входе на 180°.

Далее анализ проведем отдельно для области средних (нижних) и области верхних частот, воспользовавшись методом эквивалентных схем.

6.1. Область средних (нижних) частот

Из эквивалентной схемы для области средних (нижних) частот (см. рис. 4.5, б), воспользовавшись законом Ома, найдем величину напряжения на выходе каскада

$$U_2 = g_{21}U_1/g_{\Sigma}\ .$$

Разделив левую и правую части уравнения на U_1, определим **коэффициент усиления каскада в области средних частот**

$$K_0 = g_{21}/g_{\Sigma}\ ;$$
$$K_0 = g_{21}/\left(g_{22} + g_K + g_{ВХ.СЛ}\right). \qquad (6.2)$$

Коэффициент усиления будет тем больше, чем меньше знаменатель, т.е. g_{Σ}. Предположим, что g_K и $g_{ВХ.СЛ}$ устремлены к нулю. В этом случае

$$K_{0_{пред}} = g_{21}/g_{22}\ . \qquad (6.3)$$

В полученном выражении коэффициент усиления определяется только внутренними параметрами транзистора g_{21} и g_{22}, поэтому этот коэффициент усиления называют предельно достижимым для данного выбранного транзистора.

При выбранном транзисторе невозможно получить коэффициент усиления, больший $K_{0_{пред}}$, поэтому этот параметр используют как одно из условий выбора транзистора усилительного каскада для обеспечения заданного по техническим условиям коэффициента усиления K_0.

6.2. Область верхних частот

Воспользуемся эквивалентной схемой для области верхних частот (см. рис. 4.5, а) и определим величину $\dot{U}_2 = g_{21}\dot{U}_1/\left(g_{\Sigma} + j\omega C_{\Sigma}\right)$. Отсюда найдем выражение для коэффициента усиления в области верхних частот

$$\dot{K}_B = \dot{U}_2/\dot{U}_1 = g_{21}/y_{\Sigma} = g_{21}/\left(g_{\Sigma} + j\omega C_{\Sigma}\right) = g_{21}/\left[g_{\Sigma}\left(1 + j\omega C_{\Sigma}/g_{\Sigma}\right)\right];$$

$$\dot{K}_B = K_0/\left(1 + j\omega\tau_B\right)\ . \qquad (6.4)$$

Отношение C_{Σ}/g_{Σ} имеет размерность времени [фарада · ом = = секунда], поэтому величину

$$\tau_в = C_{\Sigma}/g_{\Sigma} \qquad (6.5)$$

называют постоянной времени в области верхних частот.

Найдем выражения для модуля (АЧХ) и фазового сдвига (ФЧХ) коэффициента усиления в области верхних частот из (6.4):

$$K_B = K_0 \Big/ \sqrt{1+(\omega\tau_B)^2}\,; \qquad (6.6)$$

$$\varphi_B = -\operatorname{arctg}(\omega\tau_B). \qquad (6.7)$$

Построим АЧХ и ФЧХ резистивного каскада по СОЭ (рис. 6.2). Для этого проведем три опыта:

а) пусть $\omega \to 0$, тогда $K_B = K_0$, а $\varphi_B = 0$;

б) пусть $\omega \to \infty$, тогда $K_B \to 0$, а $\varphi_B \to -\pi/2$;

в) проведем на АЧХ горизонтальную линию на уровне

$$K_0/\sqrt{2} = K_0/1{,}41 = 0{,}707K_0$$

и найдем координату точки ее пересечения с АЧХ, приравняв уравнение прямой и уравнение АЧХ:

$$K_0/\sqrt{2} = K_0\Big/\sqrt{1+(\omega_B\tau_B)^2}\,.$$

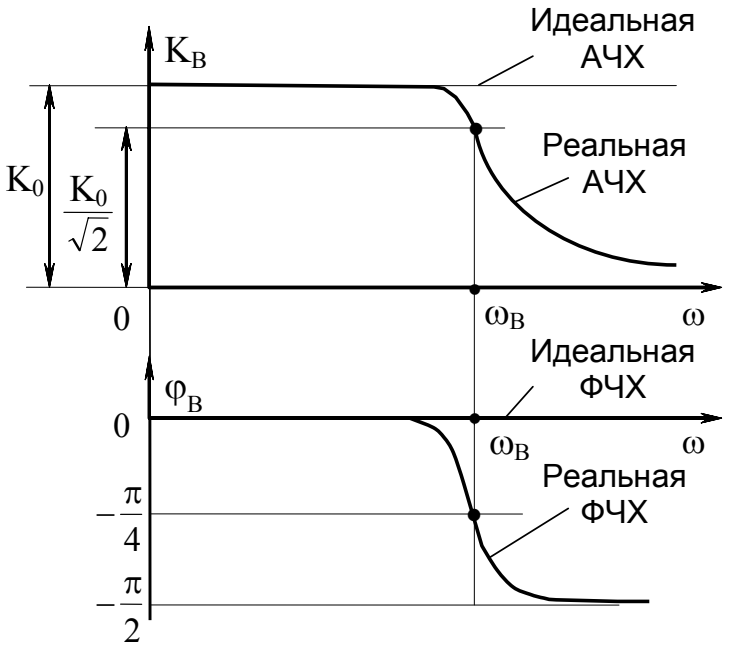


Рис. 6.2

Отсюда

$$\omega_B = 1/\tau_B = g_\Sigma/C_\Sigma\,. \qquad (6.8)$$

Пусть $\omega = \omega_в$, тогда $\varphi_в = -\pi/4$, т.е. фазовая характеристика обязательно должна пройти через точку с координатами $\omega_в$ и $-\pi/4$. Эта точка является точкой ее перегиба.

Подставив в (6.6) $\tau_B = 1/\omega_B$, получим еще одну очень распространенную запись выражения для АЧХ каскада:

$$K_B = K_0\Big/\sqrt{1+(\omega/\omega_B)^2} = K_0\Big/\sqrt{1+(f/f_B)^2}\,. \qquad (6.9)$$

Если на базе этого выражения проанализировать поведение АЧХ в области верхних частот при $f > f_B$, то можно утверждать, что поскольку $f/f_B > 1$, а $(f/f_B)^2 >> 1$, то $K_B \approx K_0 f_B/f$. Это уравнение гиперболы, следовательно, **изменение АЧХ при $f > f_B$ происходит по гиперболе.**

Из построений следует, что в области верхних частот реальные характеристики не совпадают с идеальными, т.е. в области верхних частот происходят искажения АЧХ и ФЧХ.

Завал АЧХ в области верхних частот происходит за счет емкости C_Σ. Чем меньше емкость C_Σ, тем на более высоких частотах происходит этот завал (6.9). **За искажения АЧХ и ФЧХ в области верхних частот отвечает емкость C_Σ.**

Для сравнения различных каскадов по частотным свойствам построение АЧХ удобно выполнять в приведенной системе координат, в которой по вертикальной оси откладывают отношение текущих значений коэффициента усиления к коэффициенту усиления в области средних частот. В качестве примера на рис. 6.3 приведены АЧХ двух каскадов. Сравнивая эти характеристики, можно сделать вывод, что поскольку $\omega_{B_2} > \omega_{B_1}$, то $C_{\Sigma_2} < C_{\Sigma_1}$.

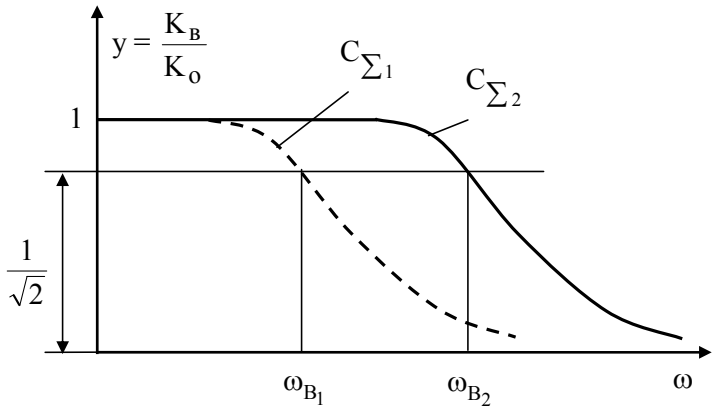


Рис. 6.3

6.3. Входная емкость каскада

Ранее в подразд. 4.1.2 было введено понятие эквивалентной входной проводимости каскада $Y_{BX} = g_{BX} + j\omega C_{BX}$. Емкость особенно проявляет себя в области верхних частот, где ее проводимость оказывается гораздо больше проводимости g_{BX}. В этом случае можно считать, что практически весь входной ток протекает через емкость (рис. 6.4, а) и создает на ней падение напряжения $\dot{U}_1$, что дает возможность определить величину входного тока как

$$\dot{I}_{BX} = j\omega C_{BX}\dot{U}_1. \qquad (6.10)$$

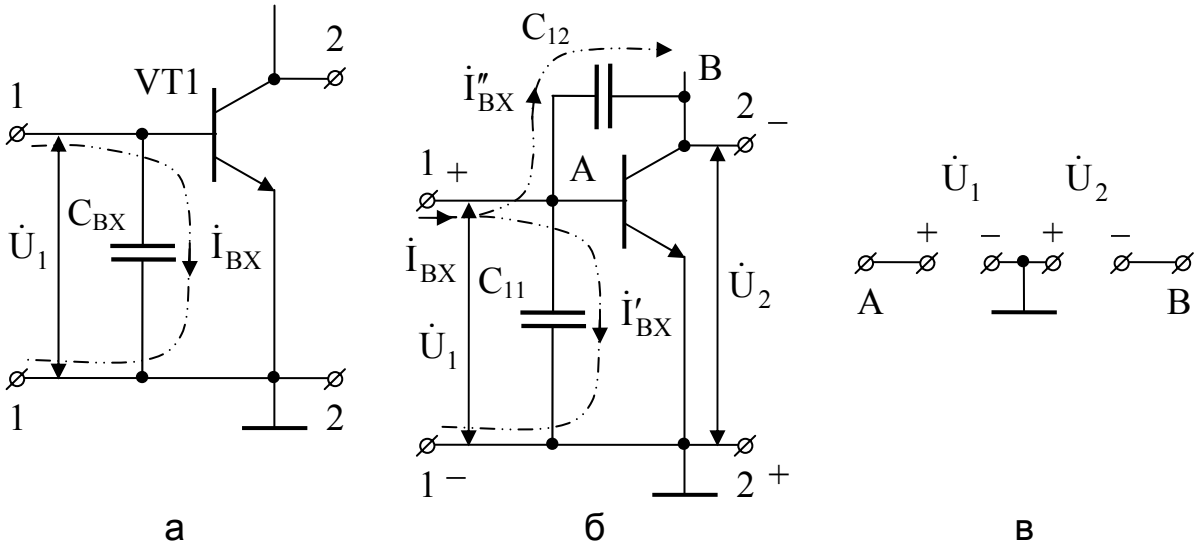


Рис. 6.4

В транзисторе реально существуют межэлектродные ёмкости. На рис. 6.4, б изображена входная цепь каскада с учетом этих емкостей.

По первому закону Кирхгофа

$$\dot{I}_{BX} = \dot{I}'_{BX} + \dot{I}''_{BX}. \qquad (6.11)$$

Воспользовавшись законом Ома, определим величины токов $\dot{I}'_{BX}$

и $\dot{I}''_{ВХ}$, но прежде выясним, чему равно напряжение между точками A и B с учетом сдвига фаз напряжений $\dot{U}_2$ и $\dot{U}_1$ на 180° (рис. 6.4, в):

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_1 + \dot{U}_2 = \dot{U}_1 + \dot{K}_в \dot{U}_1.$$

Тогда

$$\dot{I}'_{ВХ} = j\omega C_{11}\ \dot{U}_1;$$

$$\dot{I}''_{ВХ} = j\omega C_{12}\ \dot{U}_{AB} = j\omega C_{12}\ \dot{U}_1\left(1+\dot{K}_B\right) \approx j\omega C_{12}\dot{U}_1\left(1+K_0\right),$$

поскольку для практических расчетов удобно заменить $\dot{K}_B$ на K_0.

Приравняв (6.10) и (6.11), получим

$$C_{ВХ} \approx C_{11} + C_{12}\left(1+K_0\right). \qquad (6.12)$$

7. АНАЛИЗ РЕЗИСТИВНОГО КАСКАДА ПО СОЭ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОЙ ОТРИЦАТЕЛЬНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ ПО ТОКУ

Введем в эмиттерную цепь резистивного каскада по СОЭ (см. рис. 4.3) в общем случае комплексное сопротивление $Z_Э$ (рис. 7.1, а) и покажем, что в каскаде возникла ОС. Для этого перерисуем каскад по переменному току (рис. 7.1, б). В схеме $Z'_Н = Z_Н \parallel R_К$ и $Z'_С = Z_С \parallel R1 \parallel R2$.

По закону Кирхгофа

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_{БЭ} + \dot{U}_{Z_Э},$$

откуда

$$\dot{U}_{БЭ} = \dot{U}_1 - \dot{U}_{Z_Э}.$$

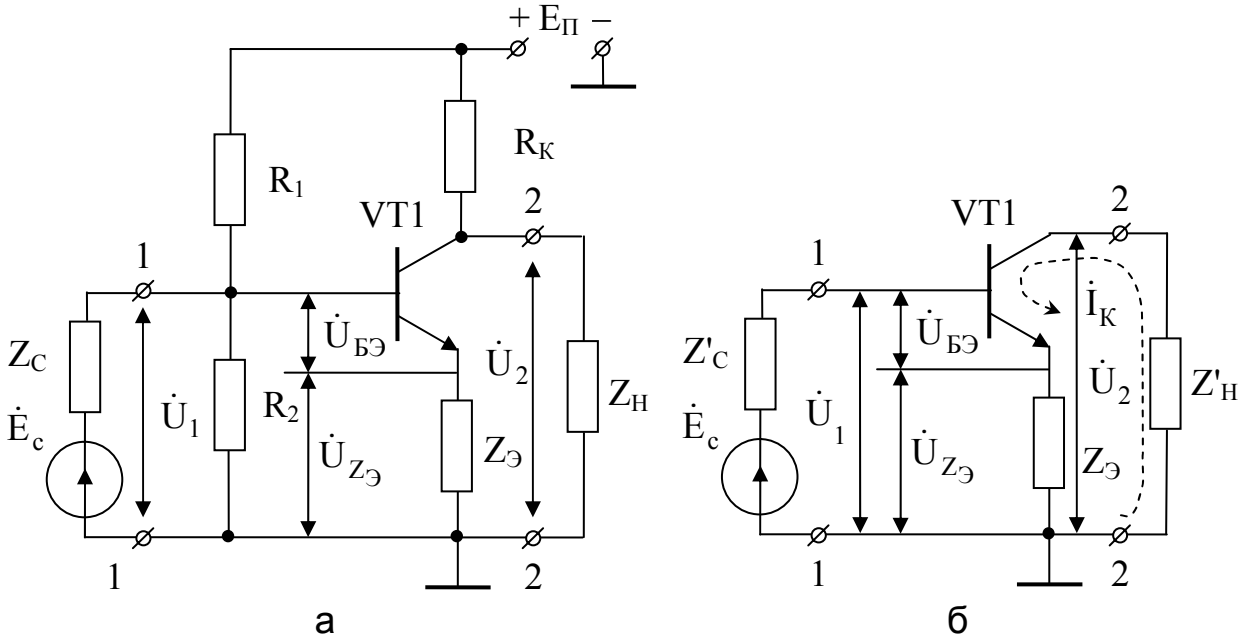


Рис. 7.1

Данное выражение позволяет сделать вывод о том, что в каскаде возникла ОС, поскольку напряжение, создаваемое выходным током каскада на сопротивлении $Z_Э$, оказалось приложенным ко входу тран-

зистора. Это отрицательная ОС, поскольку знаки напряжений, прикладываемых ко входу транзистора от источника сигнала $\dot{U}_1$ и сопротивления $Z_Э$ (сопротивления ОС), противоположны.

Определим вид обратной связи по входу и выходу.

По входу:

а) при коротком замыкании источника сигнала напряжение обратной связи прикладывается ко входу транзистора, т.е. обратная связь существует;

б) при отключении источника сигнала (опыт холостого хода) напряжение обратной связи не может быть приложено ко входу транзистора, т.е. обратная связь исчезает.

По определению это последовательная обратная связь.

По выходу:

а) при коротком замыкании нагрузки ток в выходной цепи протекает; он создает на сопротивлении $Z_{ОС}$ падение напряжения $\dot{U}_{ОС}$, т.е. связь существует;

б) при отключении нагрузки ток $\dot{I}_{вых}$ протекать не может, напряжение обратной связи не создается, обратная связь исчезает.

По определению это обратная связь по току.

Из схемы по переменному току найдем величину выходного тока:

$$\dot{I}_{ВЫХ} = \dot{U}_2 / Z'_Н .$$

Определим величину напряжения обратной связи

$$\dot{U}_{ОС} = \dot{I}_{ВЫХ} Z_{ОС} = Z_{ОС} \dot{U}_2 / Z'_Н$$

и напряжение, прикладываемое ко входу транзистора,

$$\dot{U}_{БЭ} = \dot{U}_1 - \dot{U}_{ОС} = \dot{U}_1 - Z_{ОС} \dot{U}_2 / Z'_Н .$$

Воспользуемся выражением (6.1) для коэффициента усиления каскада без обратной связи

$$\dot{K} = \dot{U}_2 / \dot{U}_{БЭ} = \dot{U}_2 / \left(\dot{U}_1 - Z_{ОС} \dot{U}_2 / Z'_Н\right)$$

и определим из него коэффициент усиления каскада с обратной связью:

$$\dot{K}^* = \dot{U}_2 / \dot{U}_1 = \dot{K} / \left(1 + Z_{ОС} \dot{K} / Z'_Н\right). \qquad (7.1)$$

Сравним полученную формулу с формулой для коэффициента усиления с последовательной ООС по току из табл. 4.2.

Очевидно, что в данном случае

$$\dot{\beta} = Z_{ОС} / Z'_Н . \qquad (7.2)$$

Далее есть смысл провести анализ каскада для трех частных случаев.

7.1. Анализ каскада с сопротивлением эмиттерной термостабилизации

Ранее был рассмотрен резистивный каскад по СОЭ, который вполне удовлетворял требованиям по коэффициенту усиления и

верхней граничной частоте. Однако он обладал одним недостатком: у него отсутствовала стабилизация положения рабочей точки. Для устранения этого недостатка была применена эмиттерная термостабилизация, т.е. в цепь эмиттера по постоянному току был введен резистор $R_Э$ (см. рис. 3.10). Но резистор участвует в процессах не только по постоянному, но и по переменному току. В результате в схеме по переменному току возникает последовательная ООС.

Если рассмотреть этот случай для области средних частот, то реактивности, как это было показано в подразд. 4.2, можно не учитывать, поэтому $Z_Н' = Z_Н \parallel R_К = R_Н \parallel R_К$.

В качестве сопротивления нагрузки чаще всего используется вход следующего каскада ($R_Н = R_{ВХ.СЛ}$), т.е. в области средних частот $Z_Н'$ представляет собой параллельное соединение сопротивлений $R_К$ и $R_{ВХ.СЛ.}$ Входное сопротивление каскада всегда стремятся сделать как можно большим, поэтому на практике обычно выполняется соотношение $R_К << R_{ВХ.СЛ.}$ В итоге результирующее сопротивление будет определяться наименьшим сопротивлением $R_К$, т.е. $Z_Н' \approx R_К$.

Теперь, с учетом сделанных замечаний, на основании выражений (7.1) и (7.2) можем записать выражения для коэффициента усиления каскада с обратной связью в области средних частот и коэффициента передачи цепи ОС:

$$K_0^* = K_0 / \left(1 + K_0 R_Э / R_К\right); \qquad (7.3)$$

$$\beta_0 = R_Э / R_К . \qquad (7.4)$$

Отсюда можно сделать вывод, что **введение последовательной ООС по току приводит к уменьшению коэффициента усиления ($K_0^* < K_0$).** Если же учесть, что для повышения чувствительности эмиттерной термостабилизации сопротивление резистора $R_Э$ увеличивают, то уменьшение будет весьма значительным.

Изобразим на рис. 7.2 АЧХ каскада без обратной и с обратной связями.

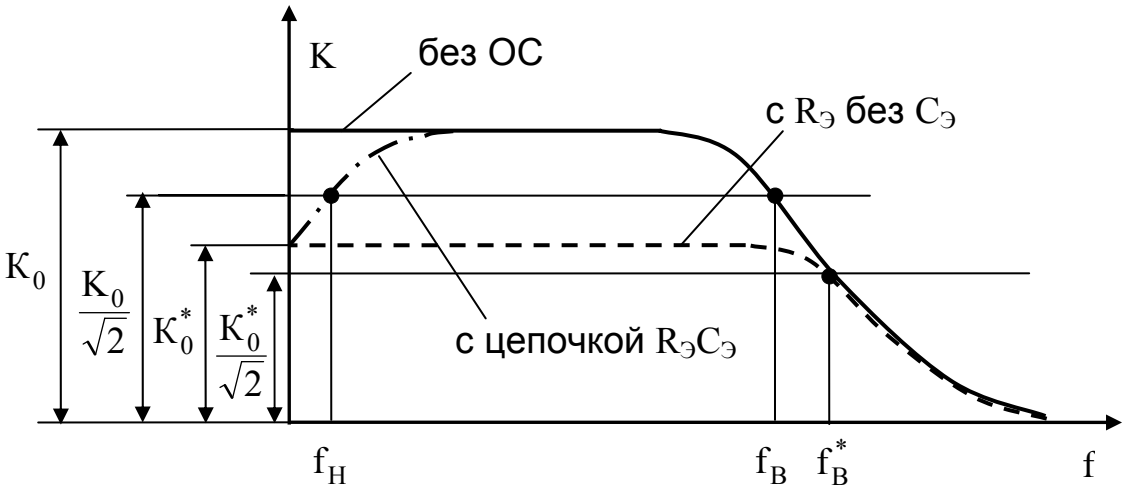


Рис. 7.2

Из построений следует, что **каскад с последовательной ООС по току имеет верхнюю граничную частоту f_B^* больше верхней граничной частоты каскада f_B без обратной связи.**

Преобразуем выражение (7.3):

$$K_0^* = K_0/(1 + K_0 R_Э / R_К) = K_0/[K_0(1/K_0 + \beta_0)] = 1/(1/K_0 + \beta_0).$$

Если выполняется соотношение $K_0 >> 1$, то $1/K_0 << \beta_0$ и

$$K_0^* \approx 1/\beta_0 = R_К / R_Э . \qquad (7.5)$$

Таким образом, если усилитель с большим коэффициентом усиления охватить последовательной ООС по току, то свойства нового устройства, образовавшегося в результате этих действий, будут определяться только свойствами цепи ОС и не будут зависеть от свойств усилительного каскада.

7.2. Анализ каскада с цепочкой эмиттерной термостабилизации

Если подвести итог по первому частному случаю, то следует отметить, что резистор $R_Э$ необходим по постоянному току для организации эмиттерной термостабилизации. По переменному же току желательно от него избавиться, чтобы исключить негативное явление уменьшения коэффициента усиления.

Задачу можно решить, если включить параллельно сопротивлению $R_Э$ конденсатор $C_Э$ большой емкости (рис. 7.3).

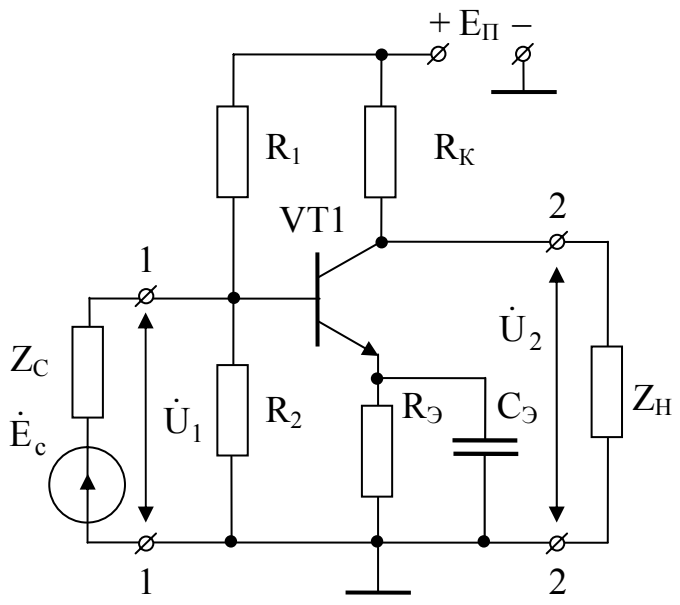


Рис. 7.3

На всех рабочих частотах ω необходимо добиться того, чтобы $X_{C_Э} = 1/\omega C_Э$ стремилось к 0, т.е. было малой величины. На самых низких частотах (в хороших УЗЧ $\succ_Н$ = 20 … 100 Гц) это можно сделать, если применить $C_Э$ большой величины. На практике $C_Э$ имеет порядок десятков и сотен микрофарад. Известно, что чем больше емкость конденсатора, тем больше его габариты. Это первый недостаток применения конденсатора $C_Э$, поскольку схему с таким конденсатором не удается выполнить в интегральном исполнении.

Однако есть и еще один недостаток схемы, использующей в цепи эмиттера емкость $C_Э$. На практике часто возникает необходимость работать с частотами, измеряемыми герцами и долями герц, но по

мере приближения к нулевым частотам реактивное сопротивление $X_{C_Э}$ растет, а при $\omega = 0$ устремляется к бесконечности. Сопротивления $X_{C_Э}$ и $R_Э$ образуют параллельное соединение. Если $X_{C_Э} = 0$, то результирующее сопротивление этого соединения нулевое (ОС отсутствует). В области нижних частот результирующее сопротивление растет, т.е. возникает обратная связь, которая приводит к уменьшению коэффициента усиления. При $\omega = 0$ $X_{C_Э} \to \infty$, результирующее сопротивление равно $R_Э$ и АЧХ каскада будет исходить из той же точки на вертикальной оси, что и в предыдущем случае (см. рис. 7.2).

В схеме каскада из-за введения в цепь эмиттера конденсатора $C_Э$ возникли искажения АЧХ в области нижних частот, т.е. схема не может быть использована в качестве УПТ. Пересечение АЧХ с горизонтальной прямой на уровне $K_0/\sqrt{2}$ дает значение нижней граничной частоты усилительного каскада $f_Н$.

Параллельное соединение резистора $R_Э$ и конденсатора $C_Э$ получило название цепочки эмиттерной термостабилизации, отличительной особенностью которой является большая величина сопротивления резистора $R_Э$ (десятки, сотни и даже тысячи ом) и большая величина емкости конденсатора $C_Э$ (десятки и сотни микрофарад).

7.3. Анализ каскада с цепочкой эмиттерной высокочастотной коррекции

По внешнему виду принципиальная схема каскада в этом случае ничем не отличается от принципиальной схемы каскада во втором случае (см. рис. 7.3).

Отличие состоит в номиналах величин $R_Э$ и $C_Э$. Величина емкости $C_Э$ имеет порядок всего лишь единиц и десятков пикофарад, а сопротивление $R_Э$ – единиц и десятков ом.

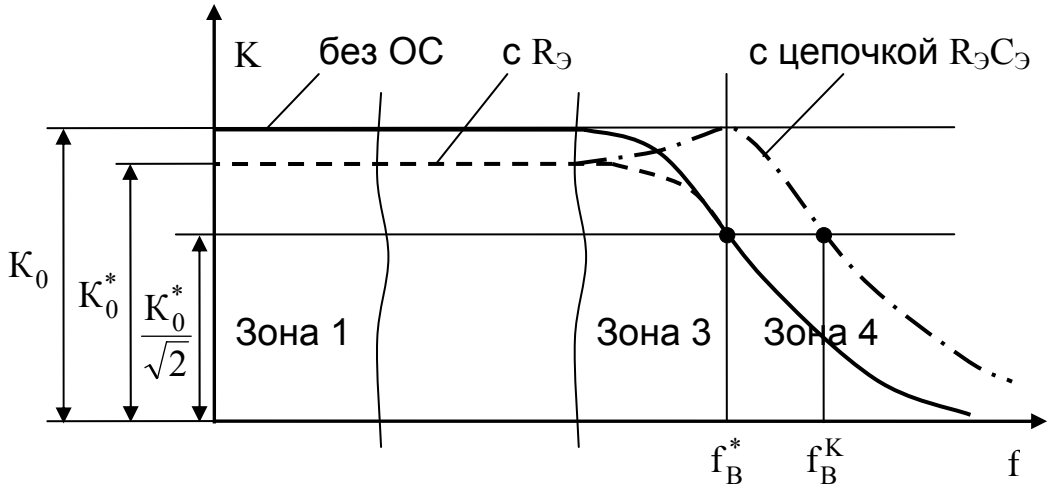


Рис. 7.4

На рис. 7.4 приведены АЧХ каскада для следующих случаев:

1. Без ОС, т.е. когда в эмиттерной цепи цепочка $R_ЭC_Э$ отсутствует.

2. С обратной связью, но в цепи эмиттера подключен только резистор $R_Э$. Поскольку величина сопротивления этого резистора мала, то в соответствии с (7.3) коэффициент K_0^* уменьшится, но это уменьшение будет практически незаметным.

3. С обратной связью, но в цепи эмиттера включена цепочка $R_ЭC_Э$. В данном случае удобно проанализировать поведение АЧХ, разбив диапазон частот на зоны. Поскольку в первой зоне частоты и емкость $C_Э$ малы, то $X_{C_Э}$ во много раз больше сопротивления $R_Э$ (в сотни и тысячи раз), т.е. результирующее сопротивление будет равно $R_Э$ и АЧХ в этой зоне совпадет с АЧХ без $C_Э$.

Хотя частота и увеличилась во второй зоне, но из-за малости величины емкости $C_Э$ сопротивление конденсатора все равно во много раз больше сопротивления резистора $R_Э$ (в десятки и сотни раз) и АЧХ каскада вновь совпадает с АЧХ без $C_Э$.

В третьей зоне частота возрастает до f_B^*, и здесь уже сопротивление $X_{C_Э}$ становится соизмеримым с сопротивлением резистора $R_Э$. Результирующее сопротивление уменьшается (становится меньше сопротивления $R_Э$), что приводит к увеличению коэффициента усиления. Емкость конденсатора подбирают таким образом, чтобы на частоте f_B^* и выше его сопротивление становилось равным нулю, благодаря чему обратная связь исчезнет и коэффициент возрастет до величины K_0.

В четвертой зоне преобладающее влияние на процессы оказывает емкость C_Σ, поэтому АЧХ устремляется к нулю.

Таким образом, за счет цепочки $R_ЭC_Э$ удалось увеличить верхнюю граничную частоту каскада до величины f_B^K при практически неизменной величине коэффициента усиления K_0.

Цепи, с помощью которых расширяют рабочий диапазон в область более высоких частот при сохранении величины коэффициента усиления, получили название цепей высокочастотной коррекции.

Цепочка $R_ЭC_Э$ называется цепочкой эмиттерной высокочастотной коррекции.

Рассмотренная схема коррекции часто применяется для расширения полосы пропускания в области верхних частот в интегральных усилителях. Обычно емкость корректирующего конденсатора имеет порядок нескольких десятков пикофарад, что трудно реализовать в интегральных микросхемах, поэтому в качестве корректирующей цепочки применяют в цепи эмиттера умножитель емкости (см. подразд. 5.3, рис. 5.6, а). Этот генератор тока также имеет корректирующую цепь RC, однако емкость конденсатора в этой цепи обычно не превышает 15 пФ, а интегральный конденсатор с такой емкостью без труда реализуем. Иногда в качестве корректирующего двухполюсника используют двух- и даже трехсоставные генераторы тока (см.

рис. 5.6, б), при этом емкость корректирующего конденсатора становится еще меньше. Таким образом, применение умножителя емкости в цепи эмиттера позволяет существенно уменьшить емкость корректирующего конденсатора по сравнению с обычной цепочкой эмиттерной высокочастотной коррекции.

На рис. 7.5 приведена схема резистивного каскада по СОЭ, в которой одновременно присутствуют цепочки термостабилизации $R_Э C_Э$ и высокочастотной коррекции $R_Э^К C_Э^К$ [1, 9]. Конденсатор $C_Э$ большой емкости шунтирует $R_Э$ по переменному току на всех рабочих частотах, поэтому частотно-зависимая ООС создается только благодаря цепочке $R_Э^К C_Э^К$.

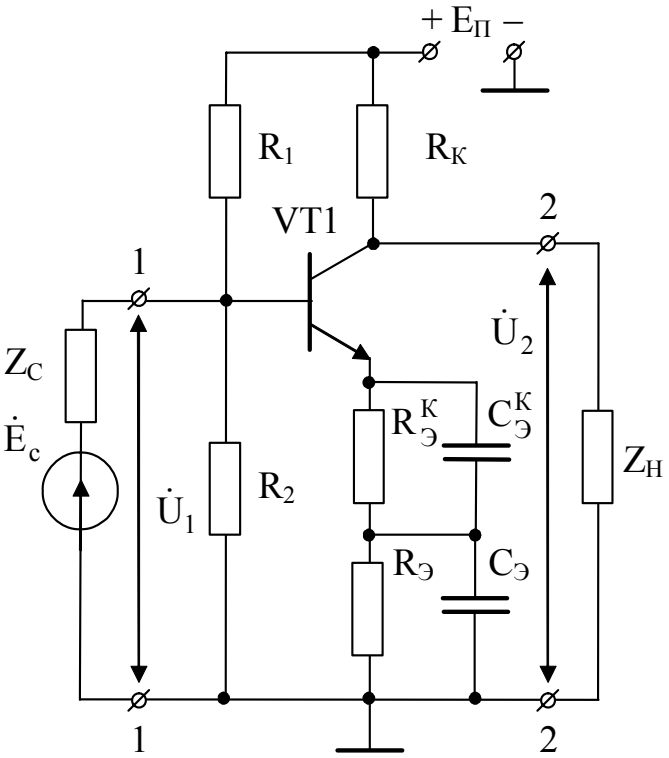


Рис. 7.5

8. АНАЛИЗ РЕЗИСТИВНОГО КАСКАДА ПО СХЕМЕ С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

Зарисуем принципиальную схему каскада (рис. 8.1, а), учитывая, что транзистор в каскаде по переменному току включен по СОБ, а цепи питания каскада остаются точно такими же, как и в каскаде по СОЭ.

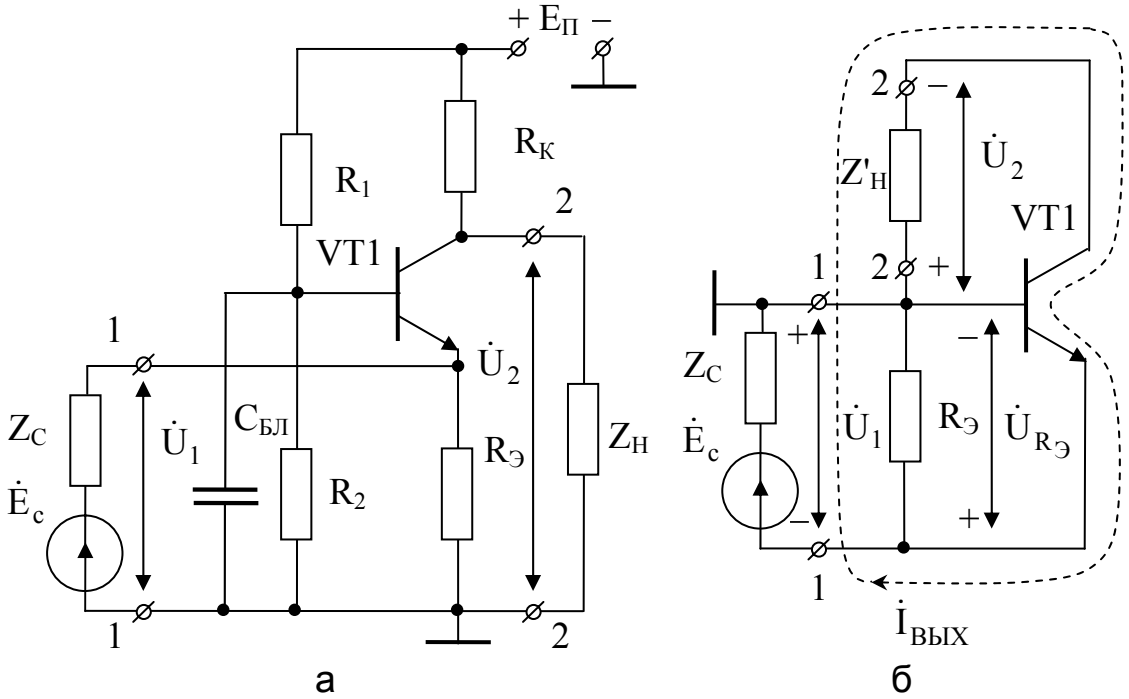


Рис. 8.1

Один и тот же источник питания $E_П$ обеспечивает требуемое напряжение $U_{КЭ}$ между коллектором и эмиттером, а за счет использования базового делителя – напряжение $U_{БЭ}$ между базой и эмиттером.

База транзистора соединена с корпусом по переменному току через блокировочный конденсатор $C_{БЛ}$, емкость которого имеет порядок десятков и сотен микрофарад, благодаря чему даже на самых низких рабочих частотах этот конденсатор имеет нулевое сопротивление. **Наличие конденсатора с такими огромными значениями емкости уже можно считать недостатком каскада по СОБ**.

Чтобы обеспечить возможность протекания постоянных токов в том случае, когда источник сигнала отключен от схемы, в цепь эмиттера включают резистор $R_Э$. Наличие в цепи эмиттера резистора $R_Э$ приводит к возникновению ОС.

Докажем, что в каскаде действительно возникла обратная связь, и определим её вид. Для этого перерисуем каскад по переменному току (источник питания $E_П$ заменяем короткозамкнутой перемычкой) (рис. 8.1, б). Резисторы R_1 и R_2 включены параллельно и зашунтированы ёмкостью $C_{БЛ}$; $Z_Н'$ – параллельное соединение $R_К$ и входного сопротивления следующего каскада $Z_{ВХ.СЛ}$, т.е.

$$y'_Н = g_К + y_{ВХ.СЛ} = g_К + g_{ВХ.СЛ} + j\omega\left(C_{ВХ.СЛ} + C_М\right). \qquad (8.1)$$

Сопротивления $R_Э$ и $Z_С$ также включены параллельно друг другу, но при определении вида ОС их объединять не следует, т.к. $R_Э$ – сопротивление обратной связи, а $Z_С$ – внутреннее сопротивление источника сигнала.

Из рис. 8.1, б видно, что весь выходной ток $I_{вых}$ протекает через вход, т.е. энергия с выхода благодаря этому току подводится ко входу каскада, причем полностью, все 100%. Таким образом, можно утверждать, что возникла 100%-я обратная связь.

Пусть источник сигнала создает в данный момент времени на входе каскада (полюсы 1-1) напряжение $\dot{U}_1$ (знак ″+″ на базе, знак ″–″ на эмиттере). Поскольку на базе возрос положительный потенциал, то выходной ток увеличится, что приведет к увеличению падения напряжения $\dot{U}_{R_Э}$ на сопротивлении обратной связи $R_Э$. Оказалось, что напряжение, создаваемое источником сигнала, и напряжение обратной связи – противофазны, т.е. обратная связь отрицательная.

Определим вид обратной связи по входу. Замкнем источник сигнала – параллельно $R_Э$ оказалась подключенной перемычка, напряжение обратной связи равно нулю, ОС исчезла. Проводим опыт холостого хода – отключим источник сигнала, ОС останется. По определению это параллельная обратная связь.

Определим вид обратной связи по выходу. Заменим $Z_Н'$ короткозамкнутой перемычкой: ток $I_{вых}$ протекает, ОС осталась. Уберем $Z_Н'$: $I_{вых}$ протекать не может, ОС исчезла. По определению это обратная связь по току.

Таким образом, резистивный каскад по СОБ можно рассматривать как каскад по СОЭ, охваченный 100%-й параллельной отрицательной обратной связью по току. Тогда на основании табл. 4.2 можно утверждать, что коэффициенты усиления и верхние граничные частоты каскадов по СОБ и СОЭ должны быть одинаковыми, сопротивление входа каскада по СОБ – меньше, а сопротивление выхода – больше, чем в каскаде по СОЭ. Докажем это, для чего воспользуемся методом на основе общей теории нагруженного четырехполюсника (см. подразд. 4.1).

Но прежде сделаем еще один важный вывод. Поскольку на базе транзистора (см. рис. 8.1, б) знак ″+″ напряжения $\dot{U}_1$, то это вызовет увеличение тока коллектора и на сопротивлении $Z'_Н$ увеличится падение напряжения, полярность которого указана на схеме.

Напряжение $\dot{U}_2$ на выходе (полюсы 2-2) совпадает с фазой напряжения $\dot{U}_1$ на его входе.

8.1. Коэффициент усиления

На основании (4.2) $\dot{K}_{В_{СОБ}} = -y_{21_Б} / \left(y_{22_Б} + y'_Н\right)$.

Воспользуемся формулами пересчета y-параметров СОБ через y-параметры СОЭ (см. табл. 4.1). Кроме того, учтем выражение (8.1) и соотношения между y-параметрами СОЭ [6, 9]

$$y_{21} >> y_{11} >> y_{22} >> y_{12}, \qquad (8.2)$$

в результате чего получим

$$\dot{K}_{В_{СОБ}} = -\left[-\left(y_{21} + y_{22}\right)\right] / \left(y_{22} + g_К + y_{ВХ.СЛ}\right) \approx +y_{21} / \left(y_{22} + g_К + y_{ВХ.СЛ}\right).$$

Знак ″+″ подтверждает тот факт, что фазы входного и выходного напряжений в каскаде по СОБ совпадают. Запишем полученное выражение для области средних частот и сравним с выражением (6.2):

$$K_{0_{СОБ}} \approx g_{21} / \left(g_{22} + g_К + g_{ВХ.СЛ}\right) = K_{0_{СОЭ}},$$

т.е. **коэффициенты усиления каскадов по СОБ и СОЭ одинаковые.**

8.2. Входная проводимость

Для вычисления входной проводимости воспользуемся выражением (4.3):

$$y_{ВХ_{СОБ}} = y_{11_Б} - y_{12_Б} y_{21_Б} / \left(y_{22_Б} + y'_Н\right) = \left(y_{21} + y_{11}\right) + \left(y_{22} + y_{12}\right) -$$

$$-\left[\left(y_{12} + y_{22}\right)\left(y_{21} + y_{22}\right)\right] / \left(y_{22} + y'_Н\right) \approx y_{11} + \left[y_{21} - y_{22} y_{21} / \left(y_{22} + y'_Н\right)\right] =$$

$$= y_{11} + y_{21} y'_Н / \left(y_{22} + y'_Н\right).$$

На основании полученного выражения найдем входную проводимость для области средних частот и сравним ее с входной проводимостью каскада по СОЭ:

$$g_{ВХ_{СОБ}} \approx g_{11} + g_{21}g'_{Н} / (g_{22} + g'_{Н}),$$

$$g_{ВХ_{СОЭ}} \approx g_{11},$$

где $g'_{Н} = 1/R_{К} + g_{ВХ.СЛ}$.

Очевидно, что

$$g_{ВХ_{СОБ}} >> g_{ВХ_{СОЭ}}, \quad R_{ВХ_{СОБ}} << R_{ВХ_{СОЭ}}. \tag{8.3}$$

Входное сопротивление каскада по СОБ значительно меньше входного сопротивления каскада по СОЭ, что является его существенным недостатком.

8.3. Выходная проводимость

Используя выражение (4.5), можно вычислить выходную проводимость каскада:

$$y_{ВЫХ_{СОБ}} = y_{22_Б} - y_{12_Б}y_{21_Б} / (y_{11_Б} + y_C) =$$

$$= y_{22} - [(y_{12} + y_{22})(y_{21} + y_{22})] / [(y_{21} + y_{22}) + (y_{11} + y_{12}) + y_C] \approx$$

$$\approx y_{22} - y_{22}y_{21} / (y_{21} + y_{22} + y_C).$$

Сравним данное выражение в области средних частот с выражением для выходной проводимости каскада по СОЭ:

$$g_{ВЫХ_{СОБ}} \approx g_{22} - g_{21}g_{22} / (g_{21} + g_{22} + g_C),$$

$$g_{ВЫХ_{СОЭ}} \approx g_{22}.$$

Очевидно, что

$$g_{ВЫХ_{СОБ}} << g_{ВЫХ_{СОЭ}}, \quad R_{ВЫХ_{СОБ}} >> R_{ВЫХ_{СОЭ}}. \tag{8.4}$$

Выходное сопротивление каскада по СОБ значительно превышает выходное сопротивление каскада по СОЭ, что также является его недостатком.

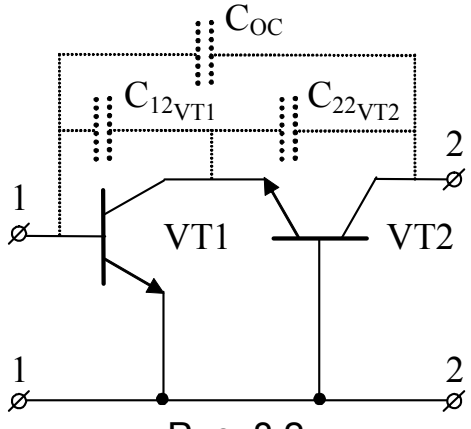


Рис. 8.2

По причине указанных недостатков схема включения транзистора с общей базой в резистивных каскадах усилителей звуковых частот находит ограниченное применение. В УПТ это включение используется в **каскодной схеме** (рис. 8.2), представляющей собой соединение двух транзисторов, один из которых включен по СОЭ, а второй – по СОБ [1, 2, 3]. Преимуществом схемы является то, что ее усилительные свойства по напряжению такие же, как у СОЭ, а по мощности значительно больше. Кроме того (и это главное), она обладает высокой устойчивостью, т.е. способностью противостоять самовозбуж-

дению, в широком диапазоне частот, поскольку

$$C_{OC} = \left[C_{12VT1}C_{22VT2} \Big/ \left(C_{12VT1} + C_{22VT2}\right)\right] << C_{12}.$$

9. АНАЛИЗ РЕЗИСТИВНОГО КАСКАДА ПО СХЕМЕ С ОБЩИМ КОЛЛЕКТОРОМ

Зарисуем принципиальную схему каскада (рис. 9.1, а), учитывая, что транзистор в каскаде по переменному току включен по СОК, а цепи питания каскада остаются точно такими же, как и в каскаде по СОЭ. Один и тот же источник питания $E_П$ обеспечивает требуемое напряжение $U_{КЭ}$ между коллектором и эмиттером, а за счет использования базового делителя – напряжение $U_{БЭ}$ между базой и эмиттером.

Чтобы обеспечить возможность протекания постоянных токов в том случае, когда нагрузка отключена от схемы, в цепь эмиттера включают резистор $R_Э$. Наличие в цепи эмиттера резистора $R_Э$ приводит к возникновению ОС.

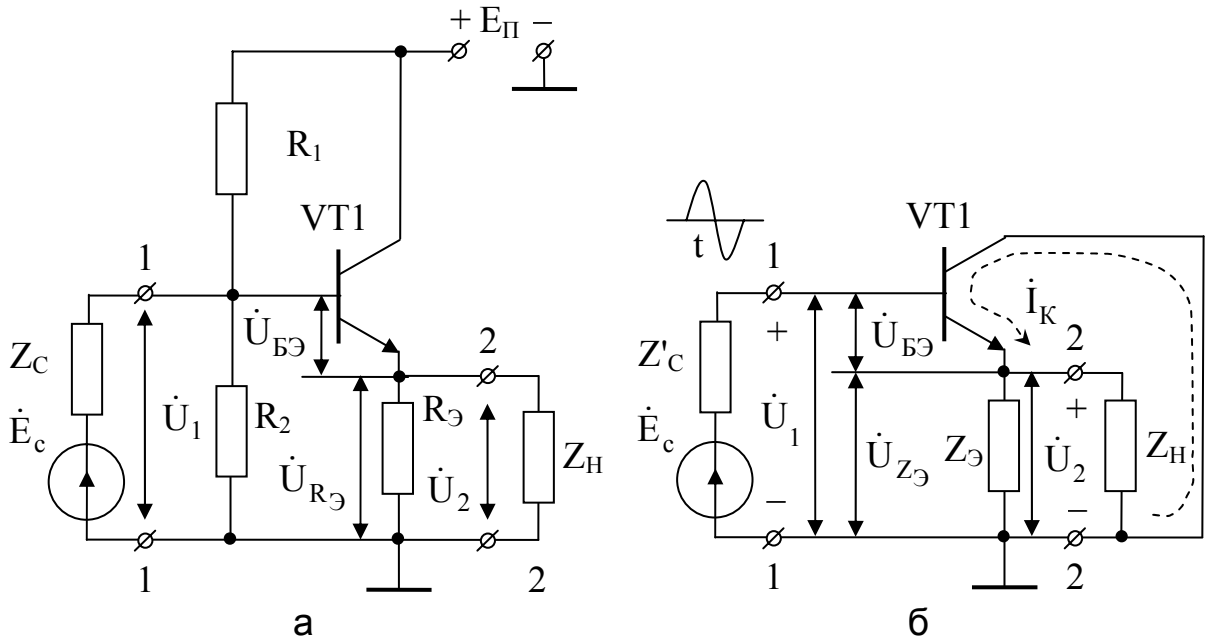


Рис. 9.1

Докажем, что в каскаде действительно возникла обратная связь, и определим её вид. Для этого зарисуем схему каскада по переменному току (источник питания $E_П$ заменим короткозамкнутой перемычкой) (рис. 9.1, б). Резисторы R_1, R_2 и сопротивление источника сигнала Z_C включены параллельно друг другу, $R_Э$ и $Z_Н$ также включены параллельно друг другу, но при определении вида ОС их объединять не следует, т.к. $R_Э$ – сопротивление обратной связи, а $Z_Н = Z_{ВХ.СЛ}$ – сопротивление нагрузки.

Составим уравнение Кирхгофа для входной цепи $\dot{U}_1 = \dot{U}_{БЭ} + \dot{U}_2$ и решим его относительно напряжения на входе транзистора:

$$\dot{U}_{БЭ} = \dot{U}_1 - \dot{U}_2. \qquad (9.1)$$

Из выражения следует, что поскольку напряжение $\dot{U}_2$, создаваемое выходным током коллектора, протекающим через резистор $R_Э$, оказывается приложенным ко входу транзистора, то оно является напряжением обратной связи, т.е. $\dot{U}_{R_Э} = \dot{U}_2 = \dot{U}_{ОС}$. Это напряжение противоположно по фазе напряжению $\dot{U}_1$, формируемому источником сигнала, т.е. обратная связь – отрицательная и, кроме того, 100%-я, поскольку все выходное напряжение прикладывается ко входу транзистора.

Определим вид обратной связи по входу. Заменим источник сигнала короткозамкнутой перемычкой, при этом напряжение $\dot{U}_{ОС}$ по-прежнему прикладывается ко входу транзистора и ОС остается. Уберем источник сигнала. Напряжение $\dot{U}_{ОС}$ не может быть приложенным ко входу транзистора, ОС исчезает. По определению это последовательная обратная связь.

Определим вид обратной связи по выходу. Замкнем нагрузку. Параллельно $R_Э$ оказалась подключенной перемычка. Очевидно, что в этом случае напряжение обратной связи равно нулю и ОС исчезла. Отключим нагрузку, ток $\dot{I}_К$ по-прежнему протекает и создает на резисторе $R_Э$ напряжение $\dot{U}_{ОС}$, ОС остается. По определению это обратная связь по напряжению.

Таким образом, резистивный каскад по СОК можно рассматривать как каскад по СОЭ, охваченный 100%-й последовательной отрицательной обратной связью по напряжению. Тогда на основании табл. 4.2 можно утверждать, что в каскаде по СОК коэффициент усиления уменьшается, верхняя граничная частота и сопротивление входа каскада увеличиваются, а сопротивление выхода уменьшается по сравнению с аналогичными параметрами каскада по СОЭ. Докажем это, для чего воспользуемся методом на основе общей теории нагруженного четырехполюсника (см. подразд. 4.1).

Но прежде отметим одну важную особенность каскада. Из (9.1) следует, что напряжение на выходе каскада всегда меньше напряжения на входе на величину $\dot{U}_{БЭ}$, но поскольку эта величина мала, то считают, что $\dot{U}_1 \approx \dot{U}_2$. Обычно коэффициент усиления в каскадах с общим коллектором лежит в пределах 0,85…0,95$\approx$1. Рассмотрим фазовые соотношения напряжений на выходе и входе каскада в момент перехода входного тестового сигнала через максимум. Между базой и эмиттером напряжение максимально (положительная полуволна входного напряжения приложена к транзистору), что на схеме (см. рис. 9.1, б) зафиксировано знаками “+” на базе и “–” на эмиттере. Это приведет к увеличению тока коллектора и, как следствие, к увеличению падения напряжения на нагрузке $Z'_Н = R_Э \| Z_{ВХ.СЛ}$. Полярность этого приращения напряжения указана на схеме. Из рисунка видно,

что фаза напряжения на выходе совпала с фазой напряжения на входе.

В силу того, что в резистивном каскаде по СОК выходное напряжение повторяет входное по величине и фазе, каскад называют эмиттерным повторителем (ЭП).

9.1. Коэффициент усиления

На основании (4.2)

$$\dot{K}_{B_{СОК}} = -y_{11_K} \Big/ \left(y_{22_K} + y'_H\right) .$$

Воспользуемся формулами пересчета y-параметров СОК через y-параметры СОЭ (см. табл. 4.1). Кроме того, учтем соотношения между y-параметрами СОЭ (8.2).

Сравнение всех исследуемых параметров каскада логично проводить с аналогичными параметрами каскада по СОЭ (каскада без ОС). В связи с этим для удобства такого сравнения будем считать, что каскад по СОК получен из каскада по СОЭ путем исключения резистора из коллекторной цепи и переноса его в эмиттерную цепь, т.е.

$$y'_H = g_Э + y_{ВХ.СЛ} = g_K + y_{ВХ.СЛ} = g_K + g_{ВХ.СЛ} + j\omega\left(C_{ВХ.СЛ} + C_M\right).$$

С учетом указанных замечаний

$$\dot{K}_{B_{СОК}} = -\left[-\left(y_{21} + y_{11}\right)\right] \Big/ \left[\left(y_{21} + y_{22}\right) + \left(y_{11} + y_{12}\right) + g_K + y_{ВХ.СЛ}\right] \approx$$

$$\approx +y_{21} \Big/ \left[y_{21} + \left(y_{22} + g_K + y_{ВХ.СЛ}\right)\right] = y_{21} \Big/ \left(y_{21} + y_\Sigma\right) = y_{21} \Big/ \left[y_\Sigma\left(1 + y_{21}/y_\Sigma\right)\right].$$

Знак «+» подтверждает тот факт, что фазы входного и выходного напряжений в каскаде по СОК совпадают. Если воспользоваться соотношениями (2.8) и (2.15), то $y_{21}/y_\Sigma = g_{21}/y_\Sigma$,что является выражением для коэффициента усиления каскада по СОЭ в области верхних частот (6.4). В итоге выражение для коэффициента усиления резистивного каскада по СОК в области верхних частот можно записать в следующем виде:

$$\dot{K}_{B_{СОК}} \approx \dot{K}_{B_{СОЭ}} \Big/ \left(1 + \dot{K}_{B_{СОЭ}}\right) . \qquad (9.2)$$

Сравнение этого уравнения с выражением для коэффициента усиления (см. табл. 4.2) для каскада, охваченного последовательной отрицательной ОС по напряжению, позволяет сделать вывод, что в каскаде по СОК $\beta = 1$ (100%-я ОС). Кроме того, выражение (9.2) подтверждает вывод о том, что каскад по СОК можно рассматривать как каскад по СОЭ, охваченный ОС.

Перепишем выражение (9.2) для области средних частот:

$$K_{0_{СОК}} \approx K_{0_{СОЭ}} \Big/ \left(1 + K_{0_{СОЭ}}\right) .$$

Из анализа его следует, что коэффициент усиления каскада близок к единице, причем тем ближе, чем больше коэффициент усиления каскада по СОЭ (каскада без ОС).

9.2. Входная проводимость

Для вычисления входной проводимости воспользуемся формулой (4.3):

$$y_{ВХ_{СОК}} = y_{11_К} + y_{12_К}\dot{К}_{СОК} = y_{11} - (y_{12} + y_{11})\dot{К}_{СОК} \approx$$
$$\approx y_{11} - y_{11}\dot{К}_{СОК} = y_{11}(1 - \dot{К}_{СОК}).$$

На основании полученного выражения найдем входную проводимость для области средних частот и сравним ее с входной проводимостью каскада по СОЭ:

$$g_{ВХ_{СОК}} \approx g_{11}(1 - К_{0_{СОК}}),$$
$$g_{ВХ_{СОЭ}} \approx g_{11}.$$

Отсюда видно, что

$$g_{ВХ_{СОК}} << g_{ВХ_{СОЭ}},$$
$$R_{ВХ_{СОК}} >> R_{ВХ_{СОЭ}}. \qquad (9.3)$$

Входное сопротивление каскада по СОК значительно больше входного сопротивления каскада по СОЭ – это первое “замечательное свойство” ЭП.

9.3. Выходная проводимость

С помощью выражения (4.5) можно вычислить выходную проводимость каскада:

$$y_{ВЫХ_{СОК}} = y_{22_К} - y_{12_К}y_{21_К}/(y_{11_К} + y_С) = (y_{21} + y_{22}) + (y_{11} + y_{12}) -$$
$$-[(y_{12}+y_{11})(y_{21} + y_{11})]/(y_{11} + y_С) \approx y_{22} + [y_{21} - y_{11}y_{21}/(y_{11} + y_С)] =$$
$$= y_{22} + y_{21}y_С/(y_{11}+y_С).$$

Сравним данное выражение в области средних частот с выражением для выходной проводимости каскада по СОЭ:

$$g_{ВЫХ_{СОК}} \approx g_{22} + g_{21}g_С/(g_{11} + g_С),$$
$$g_{ВЫХ_{СОЭ}} \approx g_{22}.$$

Очевидно, что

$$g_{ВЫХ_{СОК}} >> g_{ВЫХ_{СОЭ}},$$
$$R_{ВЫХ_{СОК}} << R_{ВЫХ_{СОЭ}}. \qquad (9.4)$$

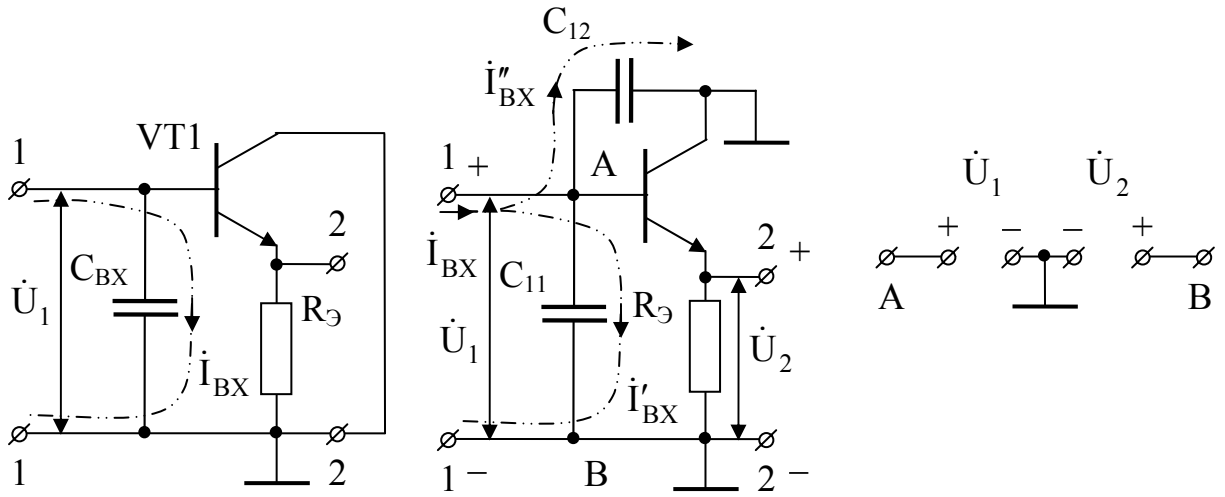
Выходное сопротивление каскада по СОК значительно меньше выходного сопротивления каскада по СОЭ – это второе “замечательное свойство” ЭП.

9.4. Входная емкость

В подразд. 4.1.2 было введено понятие эквивалентной входной проводимости каскада $Y_{ВХ} = g_{ВХ} + j\omega C_{ВХ}$. Поскольку влияние емкости

проявляется особенно сильно в области верхних частот, в которой ее проводимость оказывается гораздо больше проводимости $g_{ВХ}$, то можно считать, что практически весь входной ток протекает через емкость (рис. 9.2, а) и создает на ней падение напряжения $\dot{U}_1$, что дает возможность определить величину входного тока как

$$\dot{I}_{ВХ} = j\omega C_{ВХ}\dot{U}_1. \qquad (9.5)$$



а б в

Рис. 9.2

В транзисторе реально существуют межэлектродные ёмкости. На рис. 9.2, б изображена входная цепь каскада с учетом этих емкостей.

По первому закону Кирхгофа

$$\dot{I}_{ВХ} = \dot{I}'_{ВХ} + \dot{I}''_{ВХ}. \qquad (9.6)$$

Воспользовавшись законом Ома, определим величины токов $\dot{I}'_{ВХ}$ и $\dot{I}''_{ВХ}$. Но прежде выясним, чему равно напряжение между точками A и B с учетом фазовых соотношений между напряжениями $\dot{U}_2$ и $\dot{U}_1$, а также того факта, что напряжение на выходе ЭП всегда меньше напряжения на его входе (рис. 9.2, в):

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_1 - \dot{U}_2 = \dot{U}_1 - \dot{K}_{в_{СОК}}\dot{U}_1.$$

Тогда

$$\dot{I}''_{ВХ} = j\omega C_{12}\,\dot{U}_1;$$

$$\dot{I}'_{ВХ} = j\omega C_{11}\dot{U}_{AB} = j\omega C_{11}\dot{U}_1\left(1 - \dot{K}_{В_{СОК}}\right) \approx j\omega C_{11}\dot{U}_1\left(1 - K_{0_{СОК}}\right),$$

поскольку для практических расчетов удобно заменить $\dot{K}_В$ на K_0.

Приравняв (9.5) и (9.6), получим

$$C_{ВХ} \approx C_{12} + C_{11}\left(1 - K_{0_{СОК}}\right). \qquad (9.7)$$

Сравним это выражение с аналогичным выражением (6.12), которое было получено для каскада по СОЭ:

$$C_{ВХ_Э} \approx C_{11} + C_{12}\left(1 + K_{0_{СОЭ}}\right).$$

Поскольку $C_{12} << C_{12}\left(1+K_{0_{СОЭ}}\right)$, а $C_{11}\left(1-K_{0_{СОК}}\right) << C_{11}$, то можно сделать вывод, что

$$C_{ВХ_{СОК}} << C_{ВХ_{СОЭ}}. \qquad (9.8)$$

Входная емкость каскада по СОК значительно меньше входной емкости каскада по СОЭ – это третье “замечательное свойство” ЭП.

9.5. Верхняя граничная частота

Воспользуемся выражением (9.2) для коэффициента усиления ЭП $\dot{K}_{B_{СОК}}$ и подставим в него полученное в подразд. 6.2 выражение (6.4) для коэффициента усиления каскада по СОЭ в области верхних частот $\dot{K}_{B_{СОЭ}}$:

$$\dot{K}_{B_{СОК}} = \frac{K_{0_{СОЭ}}}{\left(1+j\omega\tau_{B_{СОЭ}}\right)\left[1+K_{0_{СОЭ}} \Big/ \left(1+j\omega\tau_{B_{СОЭ}}\right)\right]} = \frac{K_{0_{СОЭ}}}{\left(1+K_{0_{СОЭ}}+j\omega\tau_{B_{СОЭ}}\right)} =$$

$$= \frac{K_{0_{СОЭ}}}{\left(1+K_{0_{СОЭ}}\right)\left[1+j\omega\tau_{B_{СОЭ}} \Big/ \left(1+K_{0_{СОЭ}}\right)\right]}.$$

Введем понятие постоянной времени резистивного каскада по СОК в области верхних частот:

$$\tau_{B_{СОК}} = \tau_{B_{СОЭ}} \Big/ \left(1+K_{0_{СОЭ}}\right). \qquad (9.9)$$

С учетом (9.9) получим выражение для коэффициента усиления резистивного каскада по СОК в области верхних частот в виде, совпадающем по форме записи с выражением для коэффициента усиления каскада по СОЭ (6.4):

$$\dot{K}_{B_{СОК}} = K_{0_{СОК}} \Big/ \left(1+j\omega\tau_{B_{СОК}}\right). \qquad (9.10)$$

Анализируя выражение (9.9) и учитывая (6.8), приходим к выводу, что

$$\begin{aligned} &\tau_{B_{СОК}} << \tau_{B_{СОЭ}}, \\ &\omega_{B_{СОК}} >> \omega_{B_{СОЭ}}. \end{aligned} \qquad (9.11)$$

Верхняя граничная частота резистивного каскада по СОК гораздо больше верхней граничной частоты резистивного каскада по СОЭ, что является четвертым “замечательным свойством” ЭП.

Обычно входное сопротивление ЭП стремятся увеличить, а выходное – уменьшить, т.е. хотят получить отношение $R_{ВХ_{СОК}} \big/ R_{ВЫХ_{СОК}}$ как можно большее. Данное соотношение удобно использовать для сравнения ЭП между собой.

Приведем пример одной из схем ЭП (рис. 9.3) [2, 11], в которой удается получить отношение $R_{ВХ_{СОК}} \big/ R_{ВЫХ_{СОК}} \approx 10^3$.

В этом ЭП используется схема Дарлингтона (см. подразд. 5.1).

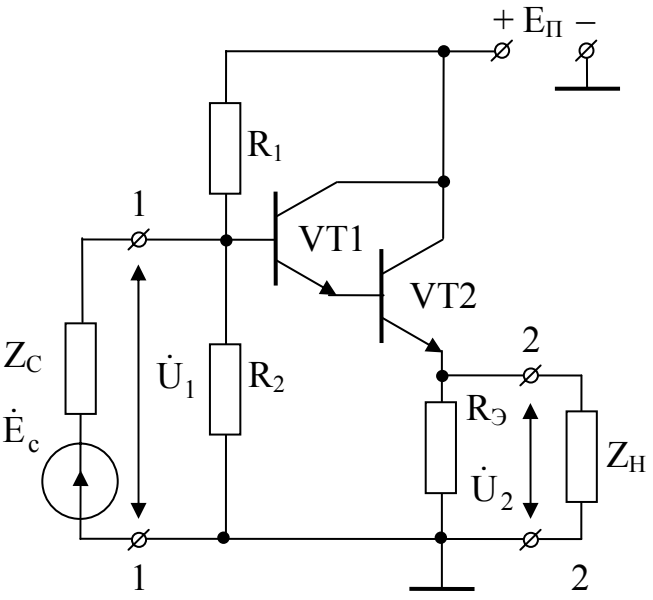


Рис. 9.3

10. УПРАВЛЕНИЕ СВОЙСТВАМИ УСИЛИТЕЛЬНОГО КАСКАДА

Анализ резистивных каскадов по СОЭ, СОБ и СОК показал, что для построения усилителей напряжения, работающих в диапазоне часто от нуля до нескольких десятков килогерц, в качестве основного каскада можно рекомендовать только резистивный каскад по СОЭ. Этот каскад обеспечивает коэффициент усиления такой же, как и в резистивном каскаде по СОБ, но при этом обладает большим входным и меньшим выходным сопротивлениями, что является его явным преимуществом. Что же касается резистивного каскада по СОК, то он не может составить конкуренцию резистивному каскаду по СОЭ, поскольку имеет коэффициент усиления по напряжению, близкий к единице. В связи с этим анализ резистивного каскада по СОЭ интересно продолжить в направлении изучения способов управления коэффициентом усиления, верхней граничной частотой и входным сопротивлением.

Под способами управления понимают способы увеличения и уменьшения соответствующего параметра.

10.1. Способы управления коэффициентом усиления

При рассмотрении данного вопроса ключевым является выражение (6.2), полученное для коэффициента усиления резистивного каскада по СОЭ в области средних частот:

$$K_0 = g_{21}/g_{\Sigma};$$

$$K_0 = g_{21}/(g_{22} + g_K + g_{ВХ.СЛ}).$$

10.1.1. Способы увеличения коэффициента усиления

Именно эта задача чаще всего решается на практике.

В подразд. 6.1 получено выражение (6.3) для предельно достижимого для выбранного транзистора коэффициента усиления, на основании которого *первый способ* можно сформулировать следующим образом. Для получения большого коэффициента усиления необходимо правильно выбирать транзистор. Он должен обладать хорошими усилительными свойствами, т.е. его предельно достижи-

мый коэффициент усиления должен быть больше коэффициента усиления, заданного по техническим условиям.

В справочной литературе значения параметров транзистора приводятся для некоторого рекомендуемого режима, т.е. для вполне определенного положения рабочей точки. Обычно рекомендуемая рабочая точка лежит приблизительно на середине проходной ВАХ.

Из выражения (2.11) следует, что, если выбирать рабочую точку выше рекомендуемой, это приведет к увеличению g_{21}, а следовательно, и коэффициента усиления. Отсюда *второй способ* увеличения коэффициента усиления заключается в правильном выборе положения рабочей точки на проходной ВАХ. Смещая рабочую точку к верхнему перегибу проходной ВАХ, увеличивают коэффициент усиления. Но данный способ имеет существенный недостаток: входная проводимость (2.13) при таком способе увеличения коэффициента усиления неизбежно увеличивается, т.е. уменьшается входное сопротивление. В то же время в большинстве случаев стремятся обеспечить входное сопротивление как можно большей величины.

Третий способ увеличения коэффициента усиления K_0 базируется на увеличении сопротивления R_K в цепи коллектора:

$$R_K\uparrow \rightarrow g_K\downarrow \rightarrow K_0\uparrow.$$

Этот способ получил наибольшее распространение на практике.

При данном способе необходимо учитывать две особенности. Первая из них – это так называемый коллекторный парадокс, получивший свое название в связи с тем, что при увеличении R_K в соответствии с выражением (6.2) следует ожидать увеличения коэффициента усиления, а на практике K_0 устремляется к нулю. Рассмотрим причину возникновения данного явления. Для этого построим динамическую выходную характеристику по постоянному току, полагая, что в цепь коллектора включен резистор R_{K_1} (рис. 10.1), и соответствующую ей проходную ВАХ, пользуясь методикой, изложенной в подразд. 3.2. На проходной ВАХ согласно рекомендации предыдущего способа рабочую точку выберем на верхнем перегибе (точка A). Напряжение в рабочей точке $E_{БЭ_{0_1}}$ обеспечим за счет подбора плеч базового делителя (3.3).

Теперь попытаемся увеличить коэффициент усиления, заменив в коллекторной цепи R_{K_1} на R_{K_2}, причем $R_{K_2} >> R_{K_1}$. Вновь строим выходную динамическую характеристику, которая теперь имеет меньший угол наклона, и по ней строим проходную ВАХ. Поскольку в схеме, кроме замены R_{K_1} на R_{K_2}, больше ничего не изменялось (плечи базового делителя остались прежними), то рабочая точка на новой характеристике будет определяться все той же величиной напряжения $E_{БЭ_{0_1}}$. Это точка A_1, которая оказалась на горизонтальном участке проходной характеристики, где крутизна $g_{21} = 0$.

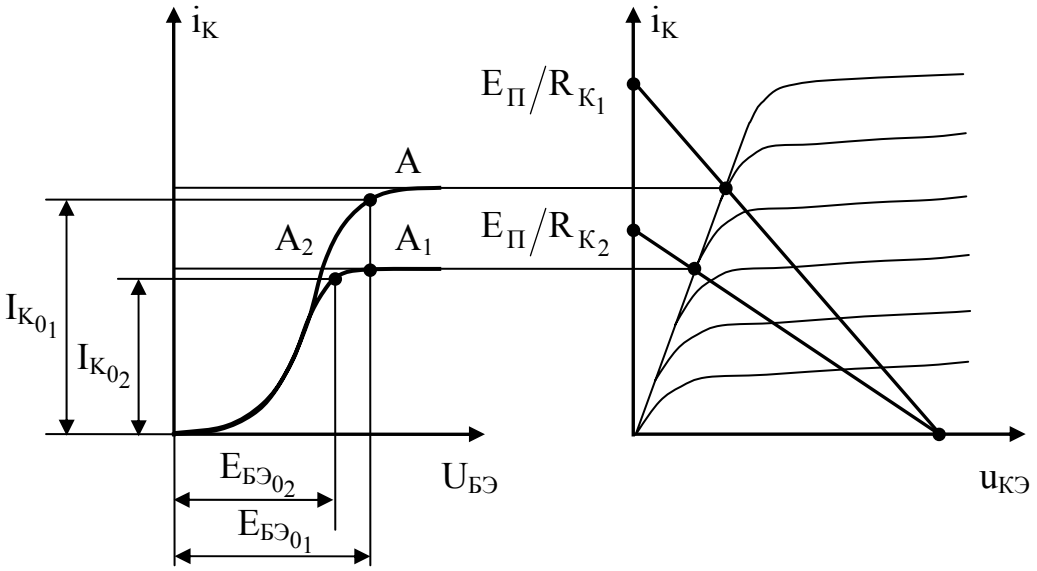


Рис. 10.1

Таким образом, чтобы избежать рассмотренного явления, необходимо одновременно с изменением сопротивления в коллекторной цепи подбирать сопротивления плеч базового делителя с тем, чтобы рабочая точка вновь оказалась на верхнем перегибе этой новой проходной ВАХ (точка A_2 ($E_{БЭ} = E_{БЭ_{0_2}}$) на рис. 10.1.)

Рассмотрим вторую особенность. Для ее пояснения обратимся к обычно экспериментально снимаемой зависимости коэффициента усиления от величины R_K (рис. 10.2). Эксперимент проводят с учетом рассмотренного выше явления, т.е. при каждом очередном увеличении R_K производят корректировку положения рабочей точки за счет сопротивлений плеч делителя.

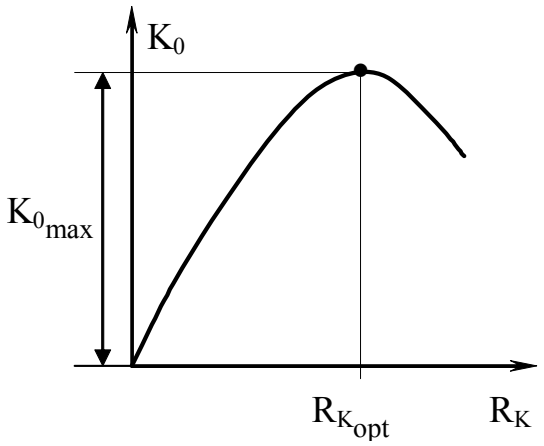


Рис. 10.2

Из характеристики следует, что есть некоторая оптимальная величина сопротивления резистора $R_{K_{opt}}$, при которой коэффициент усиления максимален и дальнейшее увеличение $R_K > R_{K_{opt}}$ не приводит к увеличению K_0. Объяснение такого поведения зависимости простое: при каждом очередном увеличении R_K наклон нагрузочной прямой становится все меньшим и меньшим и рабочую точку на соответствующей проходной ВАХ приходится выбирать, хотя она и оказывается каждый раз на верхнем перегибе, но все ниже и ниже, т.е. все при меньших значениях тока коллектора. Это неизбежно приводит к уменьшению крутизны (2.11). Таким образом, при увеличении R_K одновременно уменьшаются знаменатель и числитель выражения

$$K_0 = g_{21}(R_K) \Big/ \left(g_{22} + \frac{1}{R_K} + g_{ВХ.СЛ} \right).$$

С точки зрения математики такая функция при некотором значении $R_{K_{opt}}$ должна иметь максимум.

Резистор R_K одновременно участвует и в процессе усиления (режим по переменному току), и в процессе организации режима по постоянному току, т.е. через резистор R_K протекают и постоянная, и переменная составляющие коллекторного тока.

Для увеличения коэффициента усиления в соответствии с (6.3) необходимо R_K по переменному току увеличивать, а для получения больших значений крутизны следует увеличивать угол наклона нагрузочной прямой, т.е. уменьшать R_K по постоянному току.

Есть техническое решение (*четвертый способ*), которое может удовлетворить указанным противоречивым требованиям (рис. 10.3, а) [1, 11] . Вместо резистора R_K в цепь коллектора включают генератор стабильного тока (см. подразд. 5.2). ГСТ имеет большое сопротивление по переменному току и малое сопротивление по постоянному току (5.3), т.е. обладает именно такими свойствами, какие должно иметь сопротивление, подключаемое в коллекторную цепь транзистора резистивного каскада по СОЭ для того, чтобы выигрывать по коэффициенту усиления и за счет числителя, и за счет знаменателя выражения (6.3).

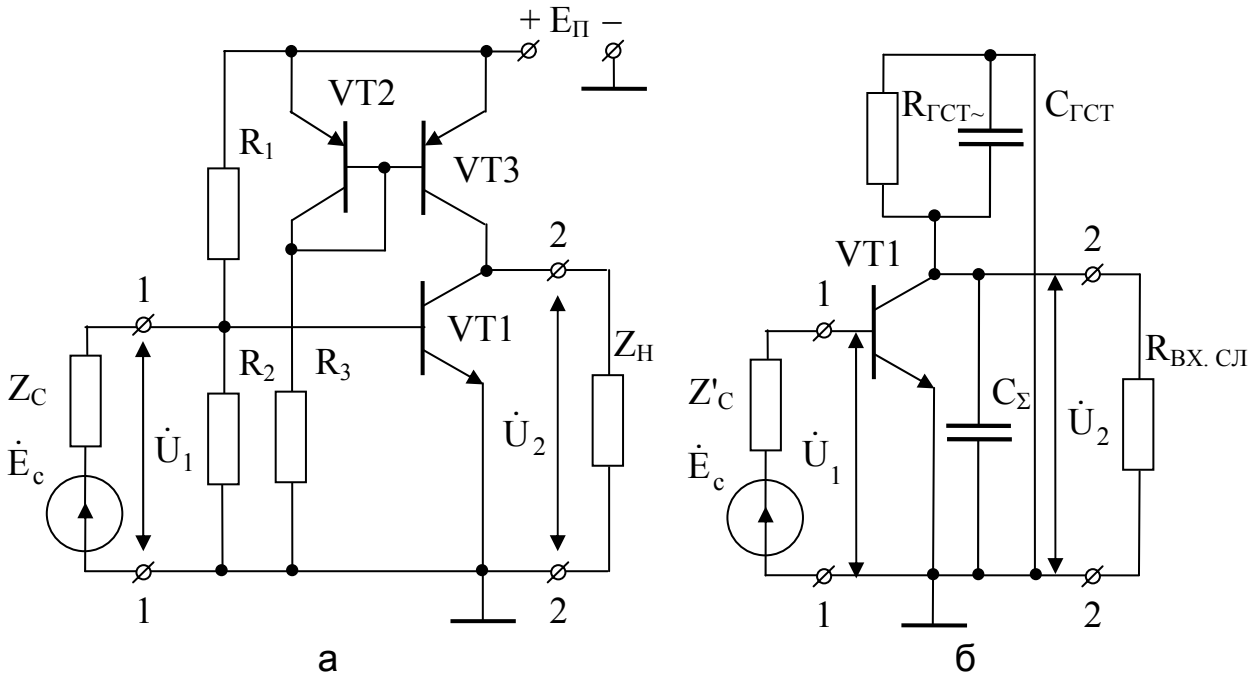


Рис. 10.3

Схема на рис. 10.3, а получила название **схемы с динамической, или активной, нагрузкой.**

Отметим недостаток использования ГСТ вместо резистора R_K в цепи коллектора. Для этого перерисуем схему по переменному току

(рис. 10.3, б), заменив ГСТ параллельным соединением $R_{ГСТ\sim}$ и $C_{ГСТ}$ и объединив в выходной цепи каскада все емкостные составляющие в виде одной емкости C_{Σ}, которую рассчитывают в соответствии с (4.6). Верхняя граничная частота резистивного каскада по СОЭ определяется выражением (6.8), которое для данной конкретной ситуации может быть записано в виде

$$f_B = \frac{g_{\Sigma}}{2\pi\left(C_{\Sigma} + C_{ГСТ}\right)}.$$

Отсюда следует, что обеспечение малой величины g_{Σ} для получения большого коэффициента усиления приводит к снижению значения f_B. Кроме того, из схемы и выражения видно, что емкость ГСТ $C_{ГСТ} = C_{22_{VT2}}$ подключена параллельно C_{Σ}, т.е. результирующая емкость каскада увеличилась, а следовательно, уменьшилась верхняя граничная частота каскада.

Таким образом**, использование ГСТ вместо резистора R_K увеличивает коэффициент усиления K_0 и одновременно уменьшает верхнюю граничную частоту f_B каскада.**

Пятым способом является увеличение коэффициента усиления усилительного устройства в целом, который непосредственно из выражения для K_0 не следует. Это создание многокаскадных усилителей, в которых результирующий коэффициент усиления вычисляют как произведение коэффициентов усиления отдельных каскадов. Из рис. 10.4 следует, что $\dot{K}_{01} = \dot{U}_2/\dot{U}_1$, $\dot{K}_{02} = \dot{U}_3/\dot{U}_2$, а общий коэффициент усиления $\dot{K}_{0_{ОБЩ}} = \dot{U}_3/\dot{U}_1 = \dot{K}_{01}\dot{K}_{02}$.

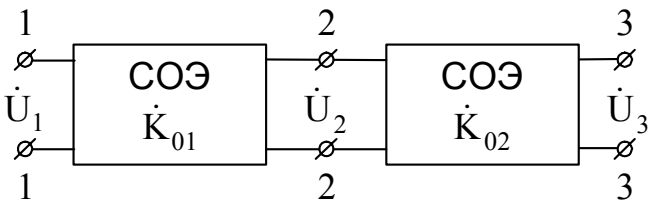


Рис. 10.4

Шестой способ – увеличение коэффициента усиления каскада K_0 за счет использования в качестве нагрузки следующего каскада с большим входным сопротивлением (малой величиной проводимости $g_{ВХ.СЛ}$).

Рассмотрим двухкаскадный усилитель (см. рис. 10.4). Для увеличения коэффициента усиления первого каскада возможны два варианта исполнения второго каскада:

1. Использовать схему резистивного каскада по СОЭ с последовательной отрицательной ОС по току. Однако в этом случае выигрыш по коэффициенту усиления в целом всего двухкаскадного усилителя невозможен, поскольку коэффициент усиления каскада с последовательной отрицательной ОС по току меньше, чем в каскаде без ОС (см. подразд. 7.1).

2. Использовать эмиттерный повторитель, причем включив его буфером между каскадами по СОЭ, в связи с чем ЭП часто называют **буферным каскадом**.

Поскольку коэффициент усиления ЭП близок к единице, то общий коэффициент усиления по-прежнему будет определяться произведением коэффициентов усиления двух каскадов по СОЭ, но коэффициент усиления первого каскада при этом значительно больше, чем в исходном варианте. В целях увеличения общего коэффициента усиления рекомендуется и второй каскад рассматриваемого двухкаскадного усилителя нагружать на эмиттерный повторитель (рис. 10.5).

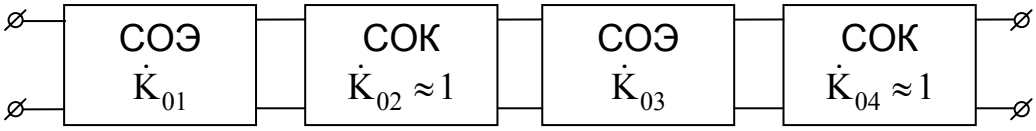


Рис. 10.5

10.1.2. Способы уменьшения коэффициента усиления

Уменьшать коэффициент усиления можно любым из рассмотренных выше способов, с помощью которых коэффициент усиления увеличивается, необходимо только совершать обратные действия.

Кроме того, весьма эффективным способом уменьшения коэффициента усиления является введение в каскад последовательной отрицательной ОС по току (см. подразд. 7.1). Варьируя величину резистора в цепи эмиттера, можно изменять коэффициент усиления каскада в широких пределах.

10.2. Способы управления полосой пропускания каскада

Под полосой пропускания Π усилительного каскада понимают разность между верхней и нижней граничными частотами (см. рис. 1.9). В УПТ $\Pi = f_В$, в современных УЗЧ $f_Н$ равно 20…200 Гц, а $f_В$ – 15000…20000 Гц, т.е. на практике условие $f_В >> f_Н$ и $\Pi \approx f_В$ всегда выполняется.

Таким образом, полоса пропускания в УПТ и УЗЧ практически определяется верхней граничной частотой:

$$\Pi = f_В - f_Н \approx f_В = \frac{1}{2\pi\tau_В} = \frac{g_\Sigma}{2\pi C_\Sigma} = \frac{g_\Sigma}{2\pi\left(C_{22} + C_М + C_{ВХ.СЛ}\right)}. \quad (10.1)$$

Это ключевое выражение, которое позволяет выявить все способы управления полосой пропускания.

10.2.1. Устранение избыточности полосы пропускания

Выделяют два способа устранения избыточности полосы пропускания.

Обычно задача решается, не затрагивая усилительных возможностей каскада ($g_{21} = \text{const}$). Из (10.1) следует, что уменьшить полосу

пропускания можно за счет увеличения C_{Σ}, т.е. емкости, которая присутствует на выходе каскада между коллектором и эмиттером.

Первый способ заключается в подключении к выходу каскада дополнительной блокировочной емкости $C_{БЛ}$ (рис. 10.6, а), что эквивалентно увеличению выходной емкости предыдущего транзистора C_{22} и входной емкости следующего транзистора C_{11}.

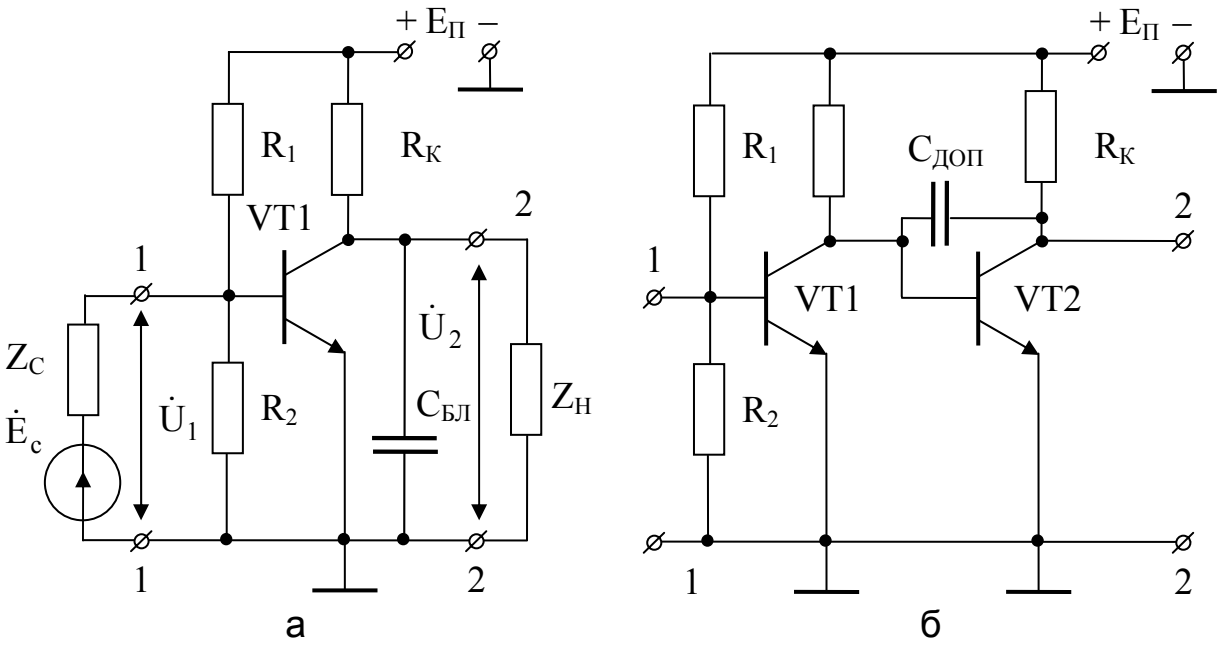


Рис. 10.6

Второй способ (рис. 10.6, б) заключается в увеличении емкости входа следующего каскада $C_{ВХ.СЛ}$ (6.12) за счет дополнительной емкости $C_{ДОП}$, подключаемой параллельно переходу “база – коллектор” (параллельно емкости обратной связи C_{12}) транзистора VT2. Обычно $C_{ДОП} >> C_{12}$, и результирующая емкость параллельного соединения полностью определяется $C_{ДОП}$.

Этот вариант наиболее интересен, т.к. величина емкости, подключаемой к схеме, увеличивается в $(1 + K_0)$ раз (K_0 – это десятки и сотни раз). За счет этого величина емкости $C_{ДОП}$ оказывается в $(1+K_0)$ раз меньше, чем величина емкости $C_{БЛ}$, что очень важно при решении вопроса микроминиатюризации.

Этот способ уменьшения полосы пропускания получил название эффекта Миллера.

Оба рассмотренных способа находят применение в интегральной схемотехнике, в частности, для устранения избыточности полосы пропускания операционных усилителей.

10.2.2. Способы увеличения полосы пропускания

Первый способ заключается в уменьшении C_{Σ} (см. выражение (10.1)), что позволяет увеличить полосу пропускания без воздействия на коэффициент усиления ($g_{21} = \text{const}$).

Этого достигают путем использования в качестве нагрузки следующего каскада с малой величиной входной емкости. Таким каскадом является ЭП. В этом случае схема многокаскадного усилителя имеет вид, представленный на рис. 10.5.

Существует возможность увеличения верхней граничной частоты (*второй способ*) за счет увеличения g_Σ (10.1), но это неизбежно приводит к уменьшению коэффициента усиления в соответствии с выражением (6.2).

Специально для характеристики данного явления введен параметр, который получил название **площади усиления каскада** [1]. На рис. 10.7 приведена АЧХ каскада. Если продолжить горизонтальную линию на уровне K_0 до пересечения с перпендикуляром к горизонтальной оси в точке f_B, то получим прямоугольник со сторонами K_0 и f_B. Площадь этого прямоугольника и называется площадью усиления каскада

$$S = K_0 f_B = g_{21}/2\pi C_\Sigma . \quad (10.2)$$

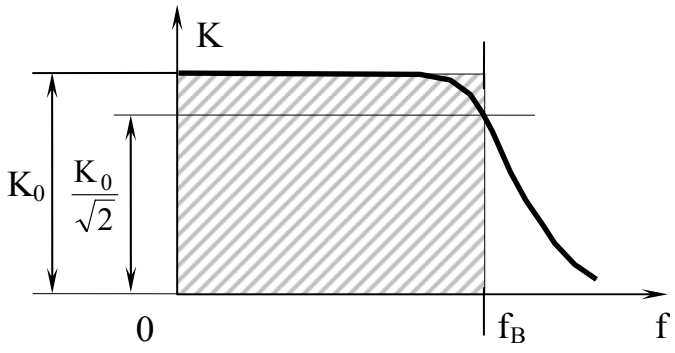


Рис. 10.7

Если положить, что рабочая точка на проходной ВАХ выбрана в соответствии с рекомендациями подразд. 10.1.1 на верхнем перегибе для получения максимально возможной крутизны, а емкость C_Σ уменьшена до минимально возможной величины, то произведение окажется величиной постоянной. Таким образом, если теперь попытаться увеличить коэффициент усиления, то это приведет к уменьшению верхней граничной частоты. И, наоборот, если увеличивать f_B, то неизбежно будет уменьшаться K_0.

В подразд. 7.3 рассмотрен *третий способ* увеличения верхней граничной частоты путем использования специальных цепей высокочастотной коррекции, которые практически без потери коэффициента усиления позволяют увеличить верхнюю граничную частоту в 1,5…1,7 раза. В интегральном исполнении наибольшее применение получила схема эмиттерной высокочастотной коррекции.

10.3. Способы управления входным сопротивлением

Напряжение на входе каскада формируется источником сигнала, причем для первого каскада усилительного устройства это специальный источник сигнала, а для всех последующих каскадов роль источника сигнала играет предыдущий каскад. Как было отмечено в подразд. 1.1, любой источник сигнала может быть представлен либо генератором тока, либо генератором напряжения. Пусть это будет генератор напряжения, который создает на входе каскада напряжение $\dot{U}_1$. Проведем исследование для области средних частот, в которой влия-

нием реактивностей пренебрегаем, заменив каскад со стороны входа эквивалентным входным сопротивлением R_{BX} (рис. 10.8, а). Вполне очевидным является стремление получить на этом сопротивлении напряжение U_1, как можно более близкое к ЭДС источника сигнала E_C. Возникает вопрос: как этого можно достичь? Схему рис. 10.8, а представим в виде, изображенном на рис. 10.8, б, из которого следует, что напряжение U_1 формируется делителем напряжения с коэффициентом передачи

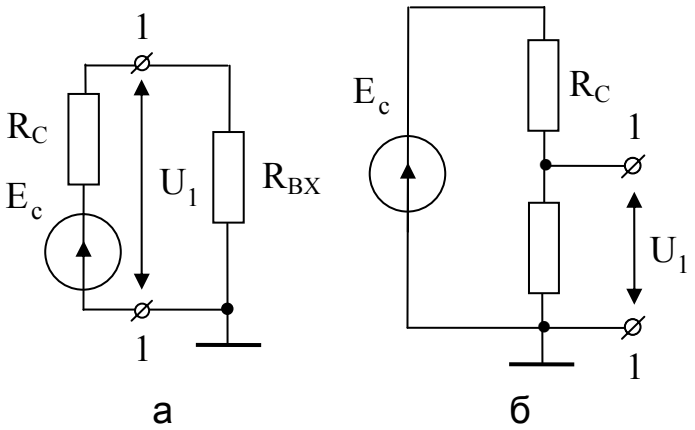


Рис. 10.8

$$K = U_1/E_C = R_{BX}/(R_{BX} + R_C).$$

Для того, чтобы коэффициент передачи сделать близким к единице, можно использовать два варианта:

1. Обеспечить малую величину внутреннего сопротивления источника сигнала, а следовательно, минимально возможное выходное сопротивление в усилительных каскадах.

2. Часто на практике сопротивление источника сигнала оказывается достаточно большим. Чтобы и в этом случае коэффициент передачи делителя стремился к единице, необходимо увеличить входное сопротивление каскада. Оно должно быть хотя бы на порядок больше внутреннего сопротивления источника сигнала. В связи с этим возникает потребность в рассмотрении возможных способов увеличения входного сопротивления каскада.

1. Прежде всего необходимо определиться с выбором типа активного элемента. Биполярные транзисторы имеют низкое входное сопротивление, составные транзисторы по схеме Дарлингтона (см. подразд. 5.1) – почти в два раза большее, а полевые транзисторы – самое большое.

2. Поскольку $R_{BX} = 1/g_{BX} \approx 1/g_{11}$, а $g_{11} = I_K/\varphi_T\beta$, то для увеличения входного сопротивления (уменьшения входной проводимости) рабочую точку следует выбирать в нижней части проходной ВАХ, т.е. при малых значениях тока коллектора в рабочей точке. При этом необходимо помнить, что данный способ сопровождается неизбежным уменьшением крутизны (2.11), а следовательно, и коэффициента усиления каскада (6.2).

На практике не рекомендуется уменьшать ток коллектора ниже 25 мкА [12]. Это объясняется тем, что в этом случае величина тока покоя I_{K_0} становится соизмеримой с тепловым током, что вызывает значительные отклонения этого тока при изменениях температуры, а работа цепей термостабилизации – малоэффективной.

3. Из выражения для g_{11} можно сделать вывод, что еще одной возможностью увеличения входного сопротивления каскада является использование в нем активных элементов с большими значениями коэффициента усиления по току β. Например, можно использовать схему Дарлингтона (см. подразд. 5.1).

Специально для входных каскадов были разработаны транзисторы, которые имеют коэффициент усиления по току β = 1000…7000 и ток коллектора в рабочей точке порядка единиц и десятков микроампер. Эти специальные транзисторы получили название **супер-β-транзисторов**.

4. Увеличить входное сопротивление можно и схемотехнически, например, охватив резистивный каскад по СОЭ последовательной отрицательной ОС по току. Более лучшим вариантом является использование в качестве входного каскада эмиттерного повторителя, что позволяет значительно увеличить входное сопротивление.

11. СОГЛАСОВАНИЕ В УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ

Как отмечалось в подразд. 1.4, усилительное устройство в целом состоит из ряда каскадов, соединенных последовательно друг с другом. Каждый каскад имеет свой режим работы по постоянному току и характеризуется своим коэффициентом усиления. При соединении этих каскадов возникают определенные трудности: нарушаются исходные режимы работы отдельных каскадов; часть энергии сигнала при передаче с выхода предыдущего каскада к последующему теряется. В связи с этим при создании многокаскадных усилителей необходимо решить следующие задачи [1, 10, 11]:

- согласование по постоянному току, т.е. обеспечение таких условий соединения каскадов, при которых исключалось бы или ослаблялось их взаимное влияние друг на друга по постоянному току;
- согласование по переменному току, т.е. обеспечение условий для наилучшей передачи напряжения от источника сигнала (выхода предыдущего каскада) на вход последующего каскада (передачи сигнала без потерь).

Удобно отдельно рассмотреть специфику согласований:

- источника сигнала со входом первого каскада;
- нагрузки с выходом последнего каскада;
- межкаскадное согласование, т.е. согласование каскадов между собой.

11.1. Согласование источника сигнала со входом первого каскада

11.1.1. Непосредственное соединение

Это самый простой вариант соединения источника сигнала со входом каскада. Его еще называют гальваническим (рис. 11.1, а). При таком соединении наблюдаются следующие последствия:

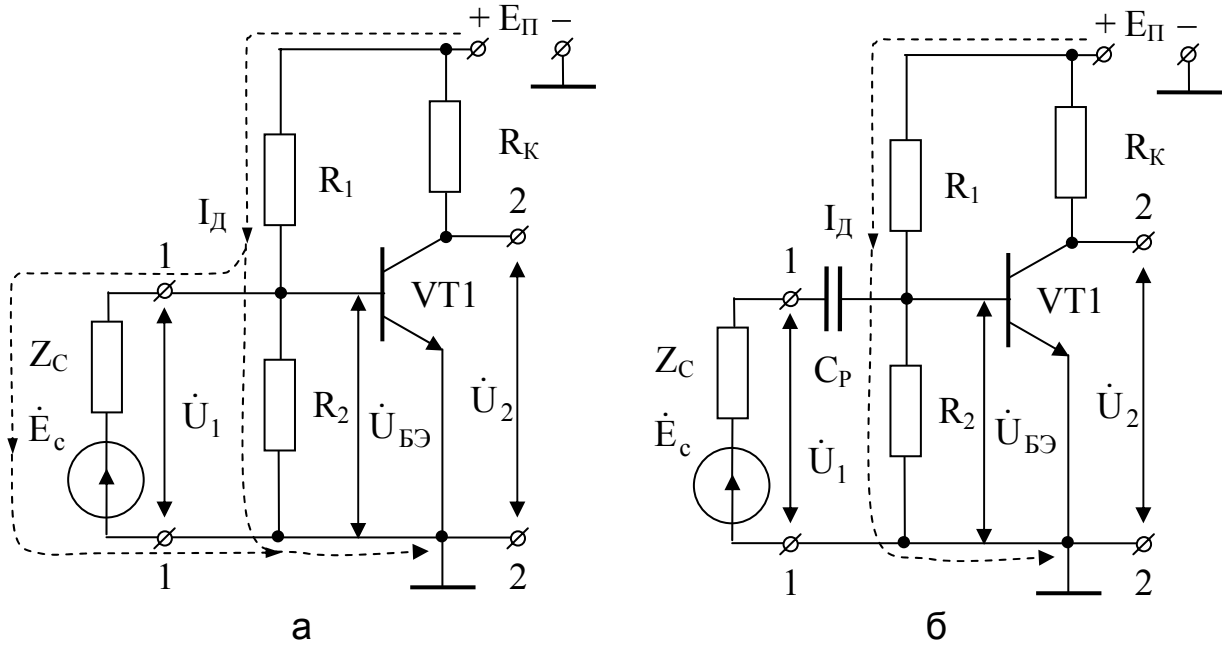


Рис. 11.1

1. Режим работы входного каскада нарушается. Действительно, без подключения источника сигнала положение рабочей точки определялось напряжением $E_{БЭ_0} = I_Д R_2$. При подсоединении источника сигнала сопротивление нижнего плеча делителя R_2 и внутреннее сопротивление источника сигнала R_C оказались подсоединенными параллельно друг другу. Результирующее сопротивление уменьшилось, рабочая точка сместилась.

2. Как видно из рис. 11.1, а, через источник сигнала протекает часть тока делителя. Существуют источники сигнала, которые не допускают протекания через них постоянного тока, поскольку это нарушает их работу.

Такой способ согласования можно применять, если это не приводит к нарушению режима работы источника сигнала. Кроме того, при каждой смене источника сигнала необходима дополнительная подстройка для восстановления исходного режима работы усилительного каскада.

11.1.2. Соединение с использованием резистивно-емкостной связи

При этом способе используют разделительный конденсатор (рис. 11.1, б), который по постоянной составляющей полностью отделяет источник сигнала от каскада. Однако переменная составляющая от источника сигнала должна проходить через конденсатор без потерь. Поэтому сопротивление конденсатора для переменной составляющей должно равняться нулю на любой частоте рабочего диапазона усилителя.

Сложнее всего это условие выполнить на нижних частотах, где для обеспечения малой величины сопротивления разделительного конденсатора необходимо увеличивать величину его емкости.

Обычно на практике C_P имеет порядок десятков и сотен микрофарад. Это большая величина, поэтому конденсатор выполняют электролитическим. Отсюда первым недостатком рассматриваемого способа согласования является невозможность микроминиатюризации, т.к. конденсатор такой величины невозможно выполнить в интегральном исполнении.

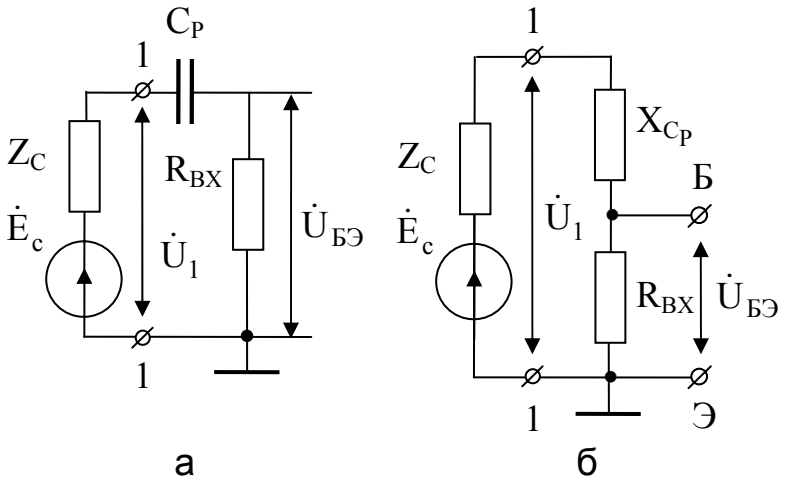


Рис. 11.2

Имеет место еще один существенный недостаток этого способа. Заменим каскад со стороны входа эквивалентным входным сопротивлением R_{BX} (см. рис. 11.2, а и 11.2, б). Очевидно, что образовался частотно-зависимый делитель напряжения.

Реактивное сопротивление X_{C_P} следует учитывать лишь в области нижних частот. В области средних и верхних частот $X_{C_P} = 0$ и $\dot{U}_{БЭ} = \dot{U}_1$.

Найдем коэффициент передачи делителя в области нижних частот:

$$\dot{K}_H = \dot{U}_{БЭ}/\dot{U}_1 = R_{BX}/\left(R_{BX} + 1/j\omega C_P\right) = j\omega C_P R_{BX}/\left(1 + j\omega C_P R_{BX}\right).$$

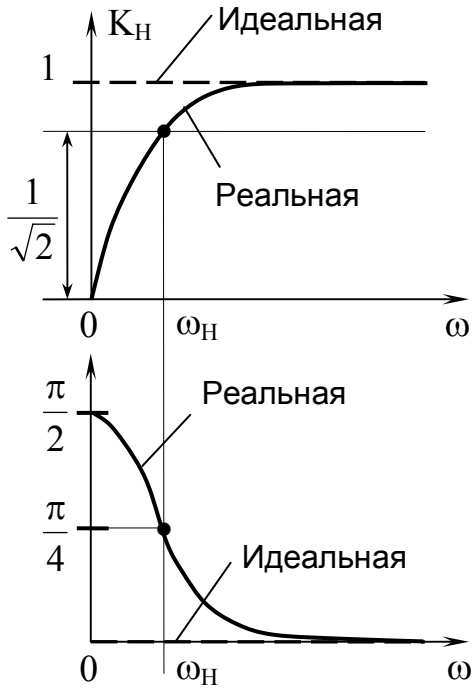


Рис. 11.3

Введем понятие постоянной времени в области нижних частот:

$$\tau_H = C_P R_{BX}, \qquad (11.1)$$

тогда

$$\dot{K}_H = j\omega\tau_H/\left(1 + j\omega\tau_H\right) =$$
$$= 1/\left(1 + 1/j\omega\tau_H\right) = 1/\left(1 - j/\omega\tau_H\right).$$

Из этого выражения найдем АЧХ и ФЧХ делителя:

$$K_H = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(1/\omega\tau_H\right)^2}}; \qquad (11.2)$$

$$\varphi_H = \mathrm{arctg}\left(1/\omega\tau_H\right). \qquad (11.3)$$

Построим эти характеристики (рис. 11.3). Для этого проведем опыты.

Пусть $\omega \to \infty$, $K_H = 1$, $\varphi_H \to 0$ и $\omega = 0 \to K_H = 0$, $\varphi_H = \pi/2$.

Найдем ω_H, приравняв уравнения

прямой и АЧХ:

$$\frac{1}{\sqrt{2}} = \frac{1}{\sqrt{1+\left(1/\omega_{\text{Н}}\tau_{\text{Н}}\right)^2}};$$

$$\omega_{\text{Н}} = \frac{1}{\tau_{\text{Н}}}. \qquad (11.4)$$

Для построения ФЧХ проведем еще один опыт. Пусть $\omega = \omega_{\text{Н}} = 1/\tau_{\text{Н}}$, тогда $\varphi_{\text{Н}} = \pi/4$.

Итак, из-за конденсатора $C_{\text{Р}}$ реальные АЧХ и ФЧХ в области нижних частот отличаются от идеальных, т.е. из-за $C_{\text{Р}}$ появились искажения АЧХ и ФЧХ в области нижних частот. Это и есть второй недостаток данного способа согласования.

Таким образом, согласование с использованием резистивно-емкостной связи можно использовать лишь при построении схем УЗЧ. Схемы УПТ при таком способе согласования в принципе создать невозможно.

11.1.3. Мостовая схема соединения

Мостовая схема образуется в результате подключения двух параллельно соединенных делителей напряжения к источнику питания (рис. 11.4, а).

Здесь AB и CD – диагонали мостовой схемы. В диагональ CD включен источник питания $E_{\text{П}}$.

Если сопротивления плеч делителя попарно равны, т.е. $R_1 = R_3$ и $R_2 = R_4$, то мост называют сбалансированным. В этом случае потенциалы точек A и B оказываются одинаковыми (точки A и B эквипотенциальные). По этой причине постоянный ток в диагонали AB отсутствует независимо от того, что подключено между этими точками.

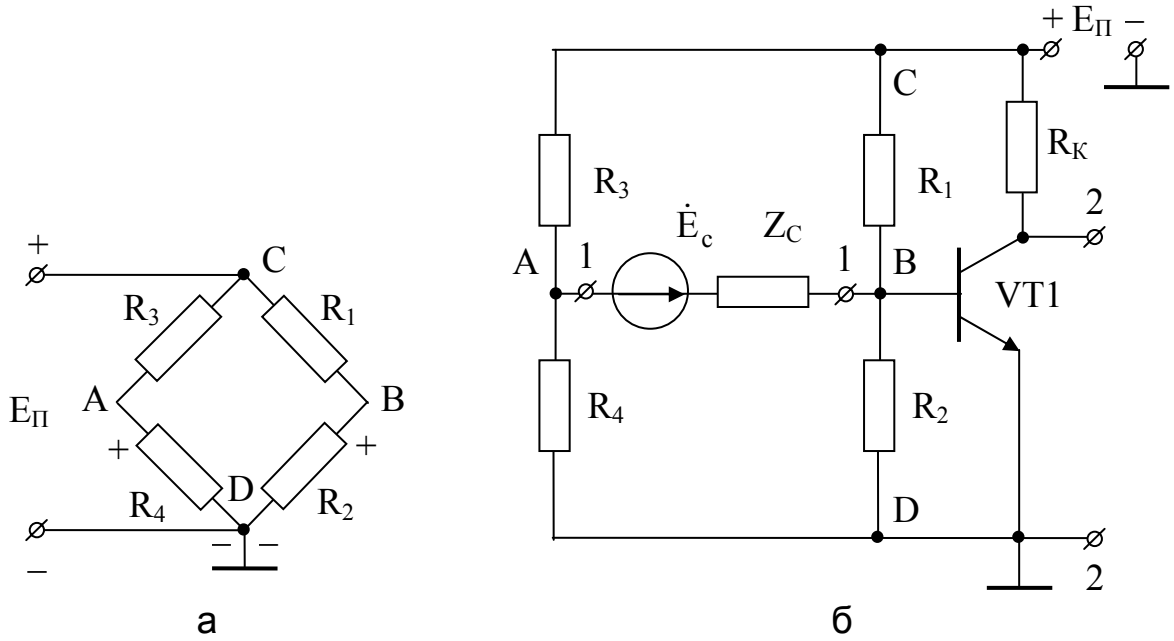


Рис. 11.4

Такая мостовая схема создается на входе усилительного каскада за счет подключения дополнительного делителя R3, R4 (рис. 11.4, б).

Между точками A и B подключают источник сигнала. Этот источник может быть любым независимо от того, пропускает он через себя постоянную составляющую тока или нет. По переменной составляющей баланс моста нарушается. Точки A и B имеют различный потенциал, и сигнал передается на вход каскада.

Мостовую схему применяют в УПТ, поскольку она не включает в себя реактивных элементов, которые могли бы исказить АЧХ и ФЧХ в области нижних частот.

11.2. Согласование выхода каскада с нагрузкой

Здесь, как и во входных цепях, используют три способа согласования:

а) непосредственное соединение с нагрузкой (рис. 11.5, а);

б) согласование с использованием разделительного конденсатора (рис. 11.5, б);

в) согласование с использованием мостовой схемы (рис. 11.5, в).

Все недостатки и преимущества этих трех способов согласования остаются точно такими же, как и при согласовании источника сигнала со входом каскада, которые были подробно рассмотрены в подразд. 11.1.

Более подробно остановимся на последней схеме. В ней создан дополнительный делитель R3, R4. В одну диагональ образовавшегося моста CD подключают источник питания $E_П$, во вторую диагональ AB – нагрузку $Z_Н$.

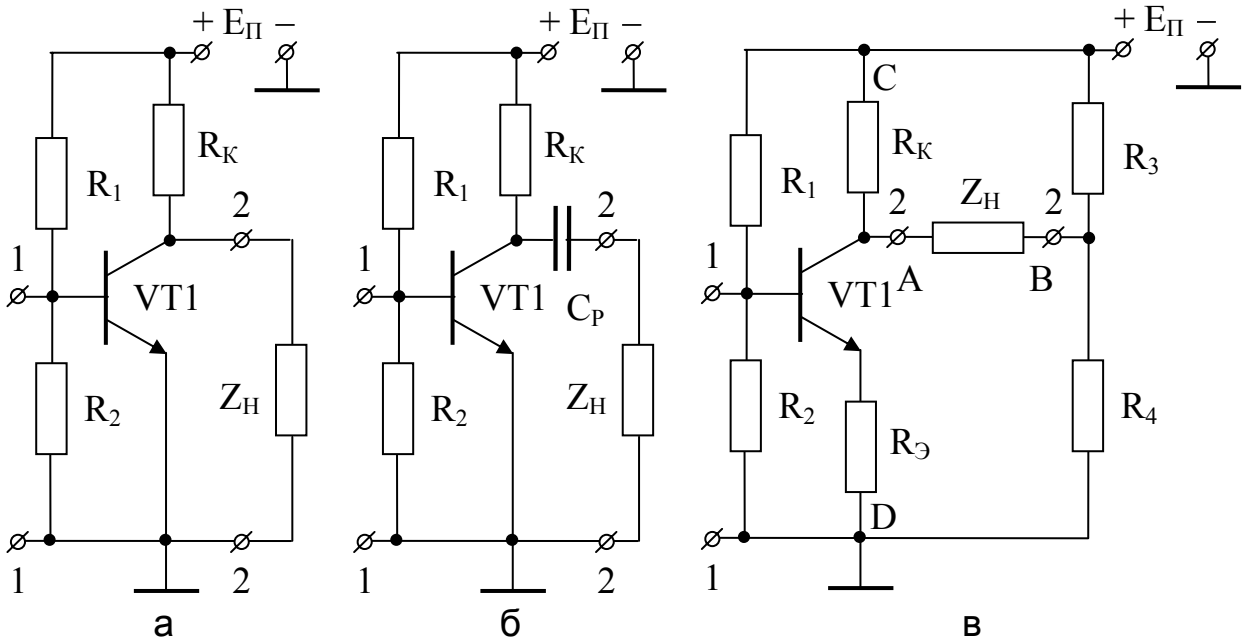


Рис. 11.5

Мост должен быть сбалансированным, т.е. $R3 = R_K$, а $R4 = R_{ЭК_{VT}} + R_Э$. В этом случае точки A и B – эквипотенциальные и постоянный ток через $Z_Н$ не протекает.

Рассмотрим, как работает схема по переменному току. Пусть для конкретности в данный момент на базе VT1 увеличился потенциал. Это приведет к увеличению тока коллектора через транзистор, что происходит благодаря уменьшению сопротивления между эмиттером и коллектором. Баланс моста нарушится, потенциал в точке A уменьшится по сравнению с потенциалом точки B, ток потечет через $Z_Н$.

11.3. Межкаскадное согласование

11.3.1. Согласование каскадов на транзисторах однотипных структур

Самым простым способом согласования каскадов является соединение их через разделительный конденсатор (рис. 11.6, а).

Пусть используются два одинаковых каскада, в которых транзисторы VT1 и VT2 одинаковые, режимы их работы также одинаковые, т.е. $R_{K_1} = R_{K_2}$, $R_{Э_1} = R_{Э_2}$, $R_1 = R_3$, $R_2 = R_4$, $K_{0_1} = K_{0_2}$.

Недостатки такого способа согласования известны:

- из-за большой величины $C_Р$ оказывается невозможной реализация схемы в интегральном исполнении;
- появляются искажения АЧХ и ФЧХ в области нижних частот.

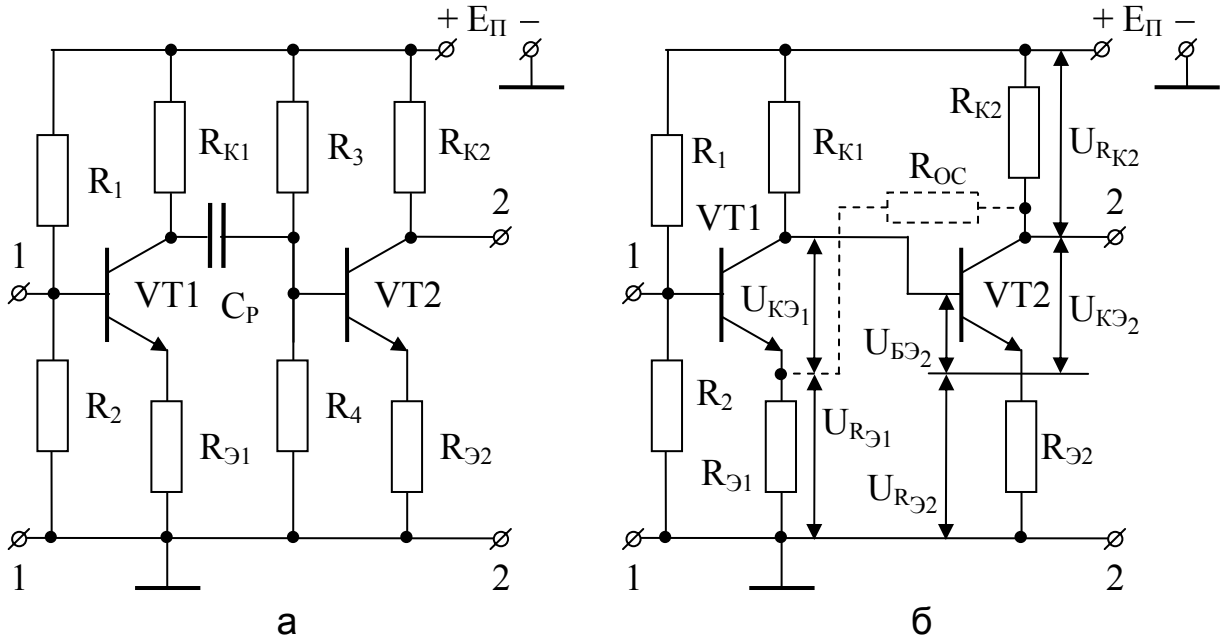


Рис. 11.6

Для выполнения схемы в интегральном исполнении и создания УПТ необходимо убрать из схемы $C_Р$ и использовать непосредственное соединение каскадов друг с другом. Попытаемся исключить из

схемы разделительный конденсатор. Это неизбежно приведет к изменениям в работе как одного, так и другого каскадов, но, чтобы упростить задачу, положим, что все изменения будут произведены только за счет второго каскада, а первый каскад останется неизменным.

Если убрать C_P, то окажется, что по постоянному току сопротивления R_3 и R_{K_1}, R_4 и $\left(R_{КЭ_{VT1}} + R_{Э_1}\right)$ будут попарно включены параллельно друг другу. Вместо одной пары в цепи коллектора оставим сопротивление R_{K_1}, а вместо второй – $\left(R_{КЭ_{VT1}} + R_{Э_1}\right)$. Таким образом, каждое из этих сопротивлений теперь будет выполнять две функции. Во-первых, одна функция останется прежней, которую это сопротивление выполняло в схеме каскада на транзисторе VT1. Во-вторых, каждое из сопротивлений будет выполнять функции плеч базового делителя каскада на транзисторе VT2. Это, несомненно, приведет к значительным трудностям при расчетах и настройке каскадов. В результате получится схема, изображенная на рис. 11.6, б.

Составим уравнение Кирхгофа:

$$U_{КЭ_1} + U_{R_{Э_1}} = U_{БЭ_2} + U_{R_{Э2}}. \qquad (11.5)$$

Поскольку транзисторы VT1 и VT2 одинаковые и работают в одинаковых режимах, то справедливо следующее соотношение:

$$U_{КЭ_1} > U_{БЭ_2}.$$

Для обеспечения данного неравенства и одновременного выполнения равенства (11.5) необходимо, чтобы выполнялось соотношение

$$U_{R_{Э_2}} > U_{R_{Э_1}}.$$

Этого можно добиться, если увеличить сопротивление резистора в цепи эмиттера VT2, т.е. принять $R_{Э2} > R_{Э_1}$. Однако если увеличивать $R_{Э2}$, то из уравнения

$$E_П = U_{R_{K_2}} + U_{КЭ_2} + U_{R_{Э2}}$$

следует, что при неизменных величинах $E_П$ и $U_{КЭ}$ увеличение $U_{R_{Э2}}$ неизбежно приведет к уменьшению напряжения $U_{R_{K_2}}$, которое можно уменьшить только за счет уменьшения величины сопротивления резистора R_{K_2}.

Итак, при непосредственном соединении двух каскадов (т.е. без C_P) необходимо взять $R_{Э_2}$ больше $R_{Э_1}$ и R_{K_2} меньше R_{K_1}.

Уменьшение R_{K_2} вызовет уменьшение коэффициента усиления второго каскада (6.2). Кроме того, увеличение сопротивления резистора $R_{Э_2}$, на котором формируется напряжение последовательной обратной связи, в свою очередь, также приведет к еще большему уменьшению этого коэффициента (7.3).

Теперь по сравнению с исходным вариантом, когда коэффициент

усиления каскада был K_{0_2}, имеем коэффициент усиления каскада K'_{0_2}, причем $K'_{0_2} << K_{0_2}$.

Уменьшение коэффициента усиления произошло из-за того, что пришлось большую величину напряжения $U_{КЭ_1}$, (5…7) В, согласовывать с малой величиной напряжения $U_{БЭ_2}$, (0,3…0,7) В. **Эта задача получила название согласования уровней потенциалов.**

В рассмотренной ситуации согласование было достигнуто за счет того, что большая часть напряжения была погашена на сопротивлении $R_{Э_2}$ в цепи эмиттера второго каскада.

Итак, если попытаться увеличить коэффициент усиления за счет введения третьего каскада, то это приведет лишь к значительному усложнению процесса настройки усилителя в целом, а выигрыш по коэффициенту усиления при этом будет незначительным.

Следует отметить еще одну особенность создания многокаскадных усилителей постоянного тока. В УПТ предъявляются чрезвычайно жесткие требования к стабилизации положения рабочей точки. Обычно местной обратной связи за счет введения эмиттерной термостабилизации в этом случае оказывается недостаточно, поэтому вводят дополнительно межкаскадную ОС. Чаще всего это осуществляется передачей напряжения с сопротивления R_{K_2} в цепи коллектора второго каскада через сопротивление $R_{ОС}$ в местную ОС (резистор $R_{Э_1}$) первого каскада (см. рис. 11.6, б). Введение такой цепи ОС приводит еще к большему усложнению процесса настройки каскадов по постоянному току.

11.3.2. Согласование каскадов на транзисторах различных структур

Рассмотрим соотношение напряжений между электродами транзистора (рис. 11.7, а):

$$U_{КЭ} = U_{БЭ} + U_{БК}.$$

Поскольку $U_{БЭ} << U_{КЭ}$, то можно считать, что $U_{КЭ} \approx U_{КБ}$. Очевидно, что задачу согласования уровней потенциалов можно было бы решить гораздо проще, если бы пришлось согласовывать $U_{КЭ_1}$ с $U_{КБ_2}$. Для этого второй каскад выполняют на транзисторе p-n-p структуры (рис. 11.7, б).

Составим уравнения Кирхгофа для двух контуров:

1. $U_{КЭ_1} + U_{R_{Э_1}} = U_{КБ_2} + U_{R_{K_2}}$. Поскольку $U_{КЭ_1} \approx U_{КБ_2}$, то $U_{R_{Э_1}} \approx U_{R_{K_2}}$, т.е.

$$R_{Э_1} \approx R_{K_2}. \qquad (11.6)$$

2. $U_{R_{K1}} = U_{R_{Э2}} + U_{БЭ_2}$, но так как $U_{БЭ_2}$ мало, то $U_{R_{K1}} \approx U_{R_{Э2}}$,

$$R_{K_1} \approx R_{Э_2}. \qquad (11.7)$$

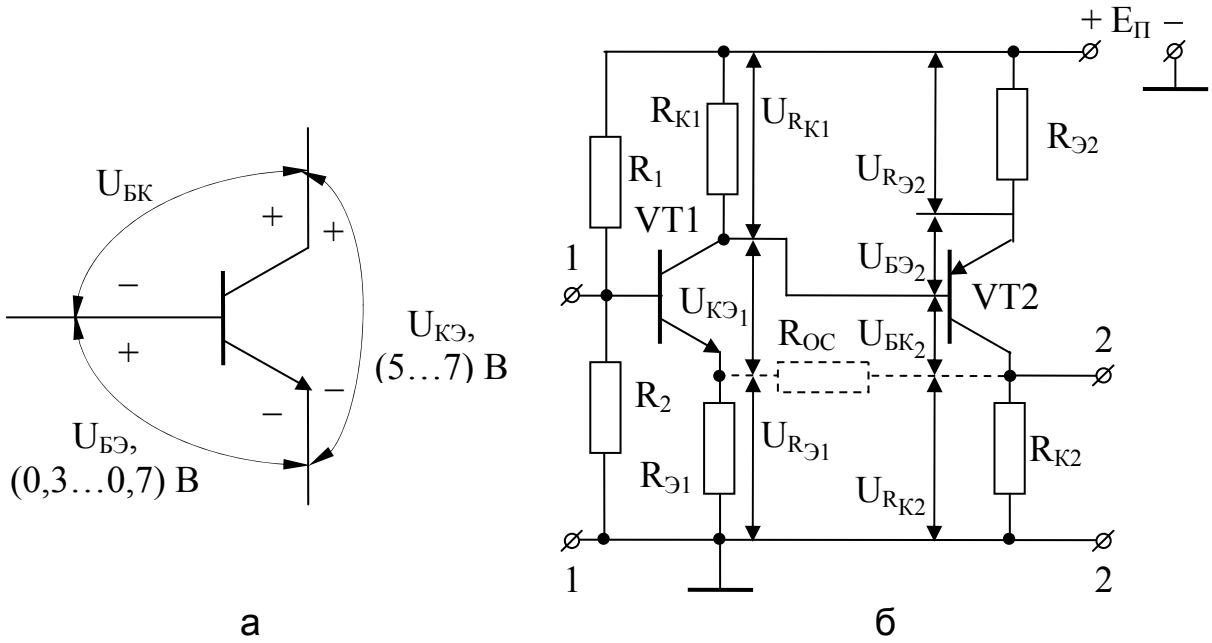


Рис. 11.7

Поскольку коэффициент усиления первого каскада $K_{0_1} >> 1$, то в соответствии с (7.5) можно утверждать, что R_{K_1} в K_{0_1} раз больше $R_{Э_1}$. Во втором же каскаде на основании соотношений (11.6) и (11.7) сопротивление резистора R_{K_2} в цепи коллектора теперь оказалось приблизительно в K_{0_1} раз меньше, чем сопротивление резистора $R_{Э_2}$ в цепи эмиттера. Поскольку R_{K_2} мало, а сопротивление резистора $R_{Э_2}$, формирующее напряжение последовательной обратной связи, велико, то это приведет к уменьшению коэффициента усиления второго каскада. Таким образом, согласование каскадов на транзисторах различных структур выигрыша по коэффициенту усиления по сравнению с согласованием каскадов на транзисторах однотипных структур не дает. Однако рассматриваемая схема имеет одно явное преимущество, заключающееся в том, что введение межкаскадной ОС с коллектора второго каскада в цепь эмиттера первого каскада не приводит к усложнению процесса настройки каскадов по постоянному току, поскольку резистор R_{OC} включается между точками с приблизительно одинаковыми потенциалами (эквипотенциальными точками).

11.3.3. Потенциометрическое согласование

В этом случае для согласования уровней потенциалов используется хорошо известная схема делителя напряжения (рис. 11.8).

Работа любого каскада должна анализироваться по постоянному и переменному токам. С помощью делителя напряжения задача решается по постоянному току. Однако по переменному току цепочка R3, R4 будет делить в том же соотношении, что и по постоянному (приблизительно один к десяти). Таким образом, в целом коэффициент усиления двухкаскадного усилителя по сравнению с исходной схемой с использованием разделительного конденсатора (см. рис. 11.6, а) уменьшается приблизительно в десять раз.

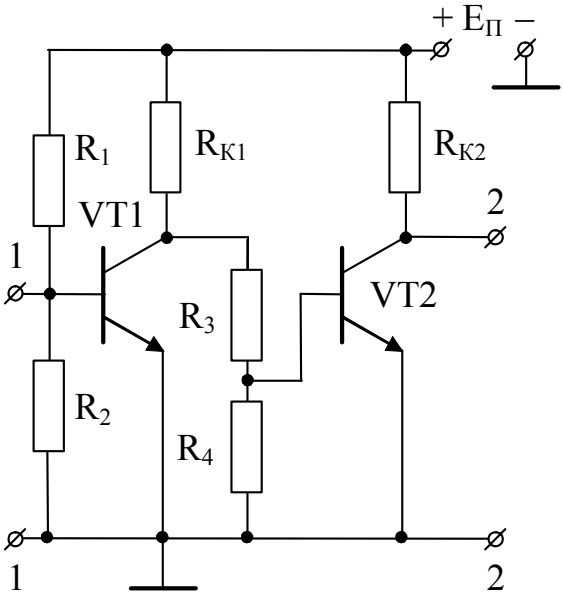


Рис. 11.8

Схема имела бы явный выигрыш, если бы делитель осуществлял согласование уровней потенциалов по постоянному току, а по переменному при этом имел коэффициент передачи, приблизительно равный единице. Иными словами, по постоянному току делитель должен иметь коэффициент деления

$$K_{Д=} = U_{БЭ_2} / U_{КЭ_1} = R4/(R3 + R4),$$

а по переменному – $K_{Д\sim} \approx 1$.

На практике получили распространение две схемы делителя, обладающего указанными свойствами.

На рис. 11.9, а представлена принципиальная схема двухкаскадного усилителя, в которой осуществлено потенциометрическое согласование с помощью делителя, в нижнем плече которого вместо резистора R_4 используется ГСТ. Генератор стабильного тока имеет малое сопротивление $R_{ГСТ=}$ по постоянному току и большое сопротивление $R_{ГСТ\sim}$ по переменному (5.3). Запишем выражения для коэффициентов передачи делителя по постоянному и переменному токам:

$$K_{Д=} = R_{ГСТ=} / (R_{ГСТ=} + R_3);$$

$$K_{Д\sim} = R_{ГСТ\sim} / (R_{ГСТ\sim} + R_3).$$

Подбирая R_3, получают любой коэффициент деления (обычно R_3 приблизительно раз в десять больше $R_{ГСТ=}$). В то же время R_3 должно быть значительно меньше $R_{ГСТ\sim}$. В этом случае $K_{Д\sim} \approx 1$.

На рис. 11.9, б приведена схема, в которой функцию верхнего плеча делителя выполняет стабилитрон, работающий в режиме лавинного пробоя. В современных стабилитронах напряжение пробоя равно (4…7) В. Тогда по постоянному току $U_{БЭ_2} = U_{КЭ_1} - U_{ПРОБОЯ}$, а по

переменному току $K_{Д\sim} = R_4 / \left(R_{VD\sim} + R_4\right)$. Однако дифференциальное сопротивление $R_{VD\sim}$ p-n-перехода в режиме пробоя (десятки ом) значительно меньше сопротивления резистора R_4. В таком случае $K_{Д\sim} \approx 1$.

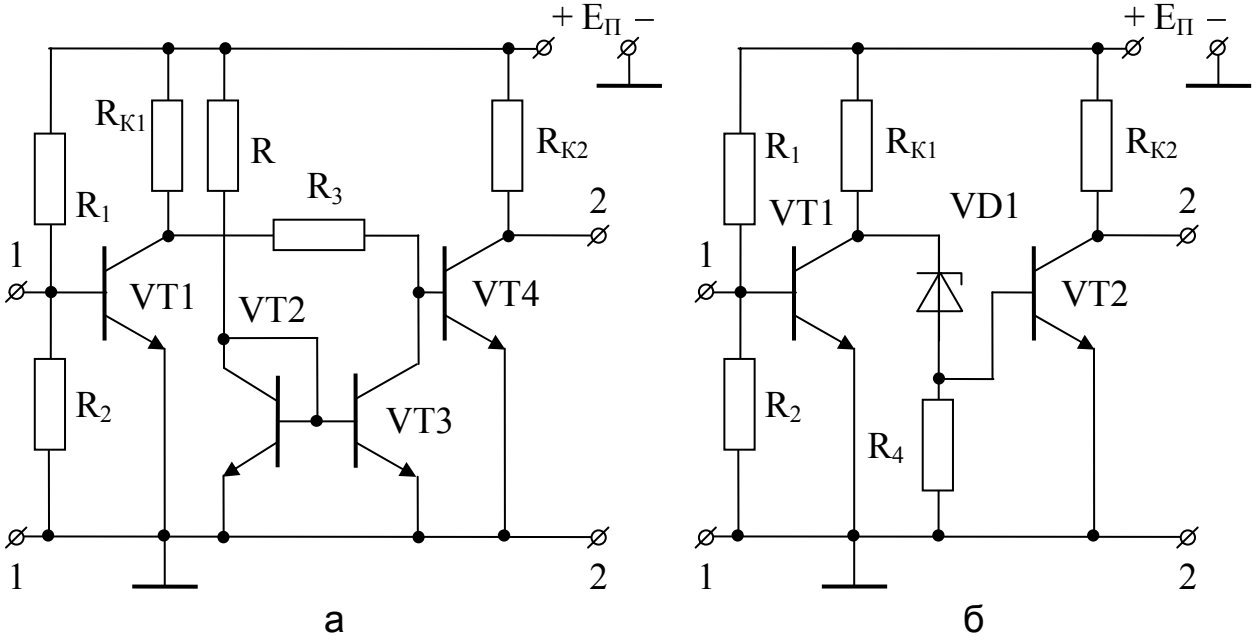


Рис. 11.9

Если сравнить эти две схемы делителя, то предпочтение отдается первой схеме, так как для второй схемы характерны следующие недостатки:

- сильная зависимость $U_{ПРОБОЯ}$ от температуры;
- высокий уровень шумов;
- плохая совместимость с элементами интегральных схем.

Это и предопределило ее широкое применение в интегральной схемотехнике.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. Головин О.В., Кубицкий А.А. Электронные усилители. – М.: Радио и связь, 1983. – 320 с.
2. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники: Учеб. пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1985. — 488 с.
3. Основы теории усилительных устройств. Транзисторные усилители / К.Д. Абрамов, Е.С. Колесник, Ф.Ф. Колпаков, Ю.Л. Симонов. – Х.: «Харьк. авиац. ин-т», 1990. – 92 с. – Ч.1.
4. Шульгин К.А. Эквивалентные схемы и системы параметров полупроводниковых триодов. – М.: Госэнергоиздат, 1958. – 88 с.
5. Теория и расчет основных радиотехнических схем на транзисторах. – М.: Гос. изд-во литературы по вопросам связи и радио, 1963. – 454 с.
6. Симонов Ю.Л. Схемотехника транзисторных усилителей. Резисторные усилители. – Х.: «Харьк. авиац. ин-т», 1990. – 92 с.
7. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника: Учеб. пособие для вузов. – М.: Высш. шк., 1982. – 495 с.
8. Мамонкин И.Г. Усилительные устройства. - М.: Связь, 1977. – 360 с.
9. Петров О.В. Теория и техника аналоговой обработки сигналов: Учеб. пособие. – Л.: ЛИАП, 1987. – 86 с.
10. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства. – М.: Связь, 1975. – 384 с.
11. Абрамов К.Д., Симонов Ю.Л. Основы теории усилительных устройств. Транзисторные усилители. – Х.: «Харьк. авиац. ин-т», 1991. – 54 с. – Ч. 2.
12. Мигулин И.Н., Чаповский М.З. Усилительные устройства на транзисторах (проектирование). – К.: Техніка, 1974.- 428 с.
13. Барсуков С.Н., Кравчук А.С. Элементная база радиоэлектроники. Биполярные транзисторы. – Х.: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2005. – 90 с. – Ч.2.

ОГЛАВЛЕНИЕ

1. Структурная схема усилительного устройства 3
1.1. Источник сигнала 3
1.2. Нагрузка 4
1.3. Источник питания 5
1.4. Усилитель 5
1.5. Классификация усилительных устройств 8
2. Транзистор – линейный четырехполюсник 9
2.1. Схемы включения транзистора 9
2.2. Системы g- и y- параметров транзистора 10
2.3. Условия линейности транзистора 13
2.4. Эквивалентная схема транзистора в линейном режиме 18
3. Цепи питания 20
3.1. Принципиальная схема усилительного каскада 20
3.2. Динамические характеристики каскада и их взаимосвязь 20
3.3. Режимы работы усилительных каскадов 22
3.4. Нестабилизированные цепи смещения 23
3.5. Стабилизированные цепи смещения 26
4. Методы анализа схем по переменному току 30
4.1. Метод на основе общей теории нагруженного четырехполюсника 31
4.2. Метод эквивалентных схем 34
4.3. Обратная связь в усилителях 35
5. Вспомогательные устройства усилительных каскадов 39
5.1. Схема Дарлингтона 39
5.2. Генератор стабильного тока 41
5.3. Умножитель емкости 43
6. Анализ резистивного каскада по СОЭ 45
6.1. Область средних (нижних) частот 46
6.2. Область верхних частот 46
6.3. Входная емкость каскада 48
7. Анализ резистивного каскада по СОЭ с последовательной отрицательной обратной связью по току 49
7.1. Анализ каскада с сопротивлением эмиттерной термостабилизации 50
7.2. Анализ каскада с цепочкой эмиттерной термостабилизации 52
7.3. Анализ каскада с цепочкой эмиттерной высокочастотной коррекции 53
8. Анализ резистивного каскада по схеме с общей базой 55
8.1. Коэффициент усиления 57
8.2. Входная проводимость 57
8.3. Выходная проводимость 58
9. Анализ резистивного каскада по схеме с общим коллектором 59
9.1. Коэффициент усиления 61
9.2. Входная проводимость 62
9.3. Выходная проводимость 62

9.4. Входная емкость 62
9.5. Верхняя граничная частота 64
10. Управление свойствами усилительного каскада 65
10.1. Способы управления коэффициентом усиления 65
10.2. Способы управления полосой пропускания каскада 70
10.3. Способы управления входным сопротивлением 72
11. Согласование в усилительных устройствах 74
11.1. Согласование источника сигнала со входом первого каскада 74
11.2. Согласование выхода каскада с нагрузкой 78
11.3. Межкаскадное согласование 79
Библиографический список 85

Абрамов Клавдий Данилович
Абрамов Сергей Клавдиевич

ОСНОВЫ СХЕМОТЕХНИКИ

Редактор А.Н. Емленинова

Св. план, 2006
Подписано в печать
Формат 60х48 1/16. Бум. офс. № 2. Офс. печ.
Усл. печ. л. 4,8. Уч.–изд. л. 5,5. Т. 150 экз. Заказ . Цена свободная

Национальный аэрокосмический университет им. Н.Е. Жуковского
«Харьковский авиационный институт»
61070, Харьков–70, ул. Чкалова, 17
http://www.khai.edu
Издательский центр «ХАИ»
61070, Харьков–70, ул. Чкалова, 17
izdat@khai.edu