Л.В. БЕССЧЕТНОВА, Ю.И. КУЗЬМИН, С.И. МАЛИНИН

СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

ПИСЬМЕННЫЕ ЛЕКЦИИ

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
2005

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ПО ОБРАЗОВАНИЮ

Государственное образовательное учреждение высшего профессионального образования
Северо-Западный государственный заочный технический университет

Кафедра радиотехники

Л.В. БЕССЧЕТНОВА, Ю.И. КУЗЬМИН, С.И. МАЛИНИН

СХЕМОТЕХНИКА АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ

Утверждено редакционно-издательским советом университета в качестве письменных лекций

САНКТ-ПЕТЕРБУРГ, 2005

УДК 621.375:681

Бессчетнова Л.В., Кузьмин Ю.И., Малинин С.И.
Схемотехника аналоговых электронных устройств: Письменные лекции. – СПб.:СЗТУ,2005 – 128с.

Письменные лекции соответствуют государственным образовательным стандартам высшего профессионального образования по специальности 200700 «Радиотехника» и направлению 653400 «Радиотехника».

В письменных лекциях рассматриваются основы теории и расчета аналоговых электронных устройств, энергетические показатели усилителя, количественная оценка усиления, а также вносимые усилителем искажения. Изложены основы применения обратной связи. Рассматриваются свойства каскадов для основных схем включения транзистора. Излагаются базовые сведения, позволяющие технически грамотно осуществить синтез и расчет принципиальных схем аналоговых трактов типовой радиоэлектронной аппаратуры.

Предназначено для студентов специальности 200700 – радиотехника, может быть использовано студентами других специальностей, а также инженерами, работающими в области радиоэлектронной аппаратуры.

Рецензенты: кафедра радиотехники СЗТУ (зав. кафедрой Г.И. Худяков, д-р техн. наук, профессор), Д.А. Чистяков, канд. техн. наук, доцент; К.Г. Ершов, засл. работник культуры РФ, проф., зав. кафедрой звукотехники Санкт-Петербургского университета кино и телевидения.

©Северо-Западный государственный заочный технический университет, 2005

Предисловие

Дисциплина «Схемотехника аналоговых электронных устройств» имеет большое значение при подготовке радиоинженеров, специализирующихся в области разработки и проектирования радиоаппаратуры. Аналоговые такты усиления, не говоря уже о законченных усилителях различных назначений, входят практически в состав любого современного радиотехнического устройства. Кроме того, рассматриваемая дисциплина является в учебных планах фактически первым радиотехническим инженерным курсом, в котором сведения, полученные студентами по циклам общетехнических и общих инженерных дисциплин, используются для практических целей проектирования и расчета радиоэлектронных устройств.

В связи с этим особое внимание уделено методике изложения материала, его преемственности и связи с предшествующими дисциплинами, выбору способов исследования и расчета, а также физическому истолкованию процессов и зависимостей в изучаемых схемах.

При написании лекций авторы ставили задачу обеспечить студентов знаниями и навыками, которые позволили бы им овладеть методикой проектирования и расчета аналоговых электронных устройств широкого назначения.

Список принятых сокращений

АЭУ – аналоговое электронное устройство
ПОС – положительная обратная связь
ООС – отрицательная обратная связь
КОС – комбинированная обратная связь
ОС – обратная связь
УПТ – усилитель постоянного тока
ОБ – схема включения транзистора с общей базой
ОЭ - схема включения транзистора с общим эмиттером
ОК - схема включения транзистора с общим коллектором
РТ – рабочая точка

1. Основные технические показатели аналоговых электронных устройств

1.1. Основные определения и классификация аналоговых электронных устройств

Аналоговые электронные устройства (АЭУ) предназначены для усиления и обработки сигналов, к которым относятся сигналы, изменяющиеся по тому же закону, что и описываемые ими физические процессы.

Усилением называется процесс управления энергией, получаемой от местного источника питания при помощи значительно меньшей управляющей энергии, поступающей от источника сигналов.

Таким образом, усиление - это процесс преобразования энергии местного источника, вызываемый действием сигнала и сопровождающийся увеличением его мощности.

Управляющая мощность называется мощностью возбуждения усилителя или входной мощностью P_1; управляемая мощность представляет собой мощность, потребляемую от источника питания P_0. Часть потребляемой мощности, отдаваемая во внешнюю цепь, представляет собой выходную мощность P_2. Входная мощность P_1, получаемая от источника возбуждения, например, микрофона, характеризует уровень сигнала так же, как и выходная мощность P_2, отдаваемая нагрузке, например, громкоговорителю. Назначением усилителя, таким образом, является повышение мощности источника сигнала путем использования его энергии для управления более мощным источником, питающим усилитель.

В отличие от пассивной цепи, например, транзистора, коэффициент усиления мощности усилителя всегда превышает единицу, т.е.

$$K_p = \frac{P_2}{P_1} > 1 \quad .$$

Возможно и энергетическое рассмотрение усилителя. Усилитель рассматривается как устройство, управляющее потоком энергии от источника энергии (аккумулятор, выпрямитель) к нагрузке. Управление энергией происходит по закону, определяемому входным сигналом $S_{вх}$, в результате чего в нагрузке выделяется мощность P_2, соответствующая сигналу $S_{вых}$. Часть мощности источника энергии $P_п$ составляют тепловые потери в самом усилителе. Энергетический баланс изображенной на рис.1.1 схемы выражается равенством $P_0 = P_2 + P_п$. Величина $\eta = \frac{P_2}{P_0}$ представляет собой КПД усилителя, который, естественно, всегда меньше единицы.

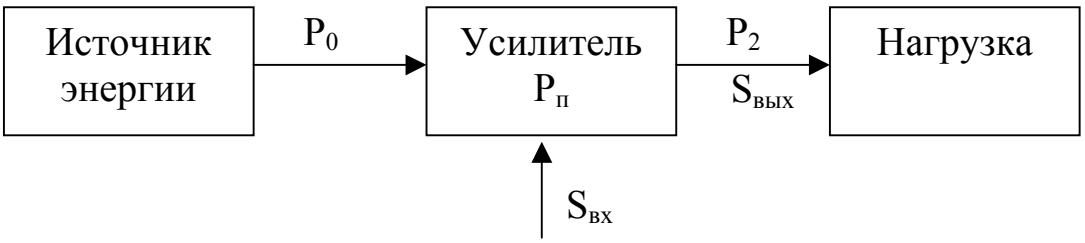


Рис.1.1. Энергетическое представление усилителя

На энергетической схеме усилитель представляется пассивным элементом цепи.

В электронном усилителе усиление по мощности обычно сопровождается усилением по напряжению и усилением по току. Однако в некоторых случаях усиление по напряжению или усиление по току может отсутствовать, в то время как усиление по мощности, являясь выражением существа работы усилителя, имеет место во всех случаях.

Различают электронные усилители низкой и высокой частоты. Под усилителями низкой частоты условно понимают усилители, предназначенные для усиления естественного (не преобразованного) спектра сигналов. Для таких усилителей отношение высшей и низшей частот рабочего диапазона $f_в / f_н$ имеет порядок от десятков до $10^5 \ldots 10^6$. Под усилителями высокой частоты понимают усилители, предназначенные для усиления спектров модулированных радиосигналов. Для таких усилителей отношение $f_в / f_н$ обычно не превышает 1,1.

К усилителям низкой частоты относятся усилители звуковой частоты (обычно отождествляемые с усилителями низкой частоты), широкополосные усилители гармонических колебаний, импульсные усилители различного назначения, в том числе видеоусилители, усилители постоянного тока, для которых $f_н = 0$, низкочастотные избирательные усилители.

Частотный спектр усилителей звуковых частот соответствует диапазону слышимых звуковых колебаний и характеризуется пределами 30…12000Гц.

Широкополосные усилители гармонических колебаний, применяемые в основном в измерительной аппаратуре(широкополосные генераторы, вольтметры, осциллографы и т.д.), рассчитываются на работу в полосе частот от десятков герц до нескольких единиц или десятков мегагерц.

Спектр частот, необходимый для неискаженного усиления различного рода импульсов, зависит от их формы и длительности. В частности, для видеоусилителей необходимый спектр частот имеет тот же порядок, что и для широкополосных усилителей гармонических колебаний.

Высокочастотные усилители с резонансными контурами или полосовыми фильтрами представляют собой в основном усилители высокочастотных трактов радиопередающих и радиоприемных устройств различного назначения (усилители высокой и промежуточной частот).

В настоящем пособии рассматриваются основы теории и расчета усилителей низкой частоты на транзисторах.

1.2. Принципы построения аналоговых электронных устройств

Обычно усиление, получаемое от одного активного усилительного элемента (транзистора, электронной лампы), оказывается недостаточным и тогда используют более развитой усилитель, состоящий из нескольких активных усилительных элементов и элементов связи. Элементами связи могут быть сопротивления, переходные устройства, цепи питания, цепи стабилизации исходного режима работы. Активный усилительный элемент с относящимися к нему элементами связи называется каскадом. Усилитель может состоять из нескольких каскадов, каждый из которых выполняет строго определенные функции. На рис.1.2 представлена типовая структурная схема усилителя, состоящего из четырех каскадов. В этом усилителе два каскада предварительного усиления (КПУ1 и КПУ2), предоконечный каскад (ПОК) и оконечный каскад (ОК), работающий на нагрузку (Н).

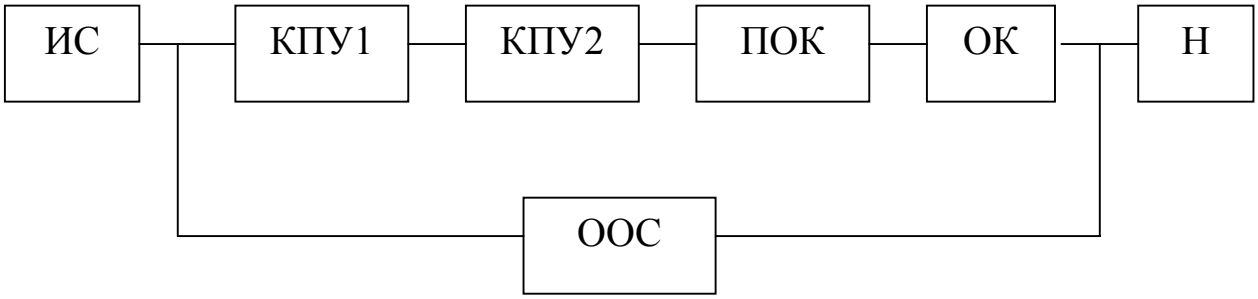


Рис.1.2. Типовая структурная схема усилителя

Все каскады охвачены петлей общей отрицательной обратной связи (ООС). Входной сигнал поступает от источника сигналов (ИС). Основное назначение каскадов предварительного усиления – как можно большее усиление по напряжению. Эти каскады работают в режиме малого сигнала, т.е. в линейном режиме. К ним также предъявляются требования обеспечения равномерной амплитудно-частотной характеристики и требуемого по техническому заданию динамического диапазона. Предоконечный каскад (ПОК) обеспечивает на своем выходе сигнал как по напряжению, так и по мощности достаточный для возбуждения транзисторов оконечного каскада. Иными словами, он должен иметь значительное усиление по напряжению и по мощности. Этот каскад работает в режиме достаточно

большого сигнала. Оконечный каскад (ОК) выделяет в нагрузку (Н) полезную мощность благодаря огромному усилению по мощности $K_p = n(10…1000)$.

Усилительные элементы этого каскада работают в режиме большого сигнала, т.е. в нелинейном режиме, в связи с чем к оконечному каскаду предъявляются требования по обеспечению требуемых по техническому заданию нелинейных искажений. Вносимые оконечным и отчасти предоконечным каскадами искажения могут быть уменьшены, если усилитель охватить петлей общей отрицательной обратной связи (ООС).

1.3. Основные энергетические показатели усилителя и количественная оценка усиления

В соответствии с приведенным в 1.1. определением процесса усиления, основными параметрами, характеризующими работу усилителя являются: полезная или выходная мощность, или мощность, выделяемая в нагрузке P_2; входная (управляющая) мощность или мощность сигнала P_1; мощность, потребляемая от источника питания, P_0.

Наиболее существенное значение имеют следующие технические показатели:

коэффициент усиления по мощности

$$K_P = \frac{P_2}{P_1}; \qquad (1.1)$$

коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_2}{P_0}. \qquad (1.2)$$

Из сказанного в 1.1. ясно, что коэффициент усиления по мощности K_p всегда больше единицы, а коэффициент полезного действия η всегда меньше единицы.

При установившихся гармонических колебаниях, а также при активном характере сопротивления нагрузки и сопротивлений на входе и выходе усилителя

$$K_p = \frac{P_2}{P_1} = \frac{\frac{1}{2}U_2 I_2}{\frac{1}{2}U_1 I_1} = K_U K_I. \qquad (1.3)$$

Здесь U_2, I_2, U_1, I_1 – амплитудные значения напряжений и токов в выходной и входной цепях усилителя;

$$K_U = \frac{U_2}{U_1} \qquad (1.4)$$

– коэффициент усиления по напряжению;

$$K_I = \frac{I_2}{I_1} \qquad (1.5)$$

– коэффициент усиления по току.

Коэффициент усиления усилителя, состоящего из нескольких (n) каскадов равен произведению коэффициентов усиления этих каскадов

$$K_U = \frac{U_n}{U_1} = \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{U_3}{U_2} \cdot \frac{U_4}{U_3} \cdots \frac{U_n}{U_{n-1}} = K_{U_1} \cdot K_{U_2} \cdot K_{U_3} \cdot \ldots \cdot K_{U_n}, \qquad (1.6а)$$

аналогично

$$K_I = K_{I_1} \cdot K_{I_2} \cdot K_{I_3} \cdot \ldots \cdot K_{I_n}; \qquad (1.6б)$$

$$K_P = K_{P_1} \cdot K_{P_2} \cdot K_{P_3} \cdot \ldots \cdot K_{P_n}. \qquad (1.6в)$$

Сказанное поясняется рисунком 1.3.

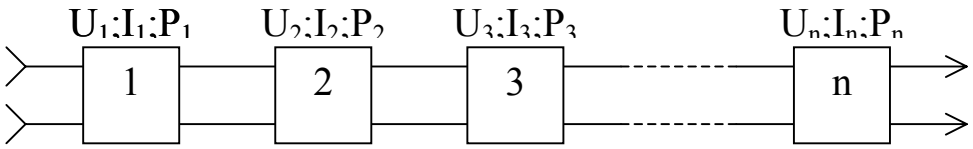


Рис.1.3. Многокаскадный усилитель

Если рассматривается установившийся режим работы усилителя, то часто, помимо абсолютной величины отношения напряжений и токов на выходе и входе усилителя, представляет интерес угол сдвига фаз между соответствующими величинами, тогда вводят понятие коэффициента передачи усилителя по напряжению или току

$$\dot{K}_U = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{U_2 e^{j\varphi_2}}{U_1 e^{j\varphi_1}} = K_U \cdot e^{j\psi}, \qquad (1.7а)$$

$$\dot{K}_I = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{I_2 e^{j\varphi_2}}{I_1 e^{j\varphi_1}} = K_I \cdot e^{j\psi}, \qquad (1.7б)$$

где $\dot{U}_2, \dot{U}_1, \dot{I}_2, \dot{I}_1$ – комплексы амплитуд напряжения и тока, а

$\psi = \varphi_2 - \varphi_1$ – углы сдвига фаз, вносимые усилителем.

Помимо перечисленных показателей, имеется ряд других: входные и выходные сопротивления, чувствительность по входу, стабильность усиления и т.д.

Коэффициенты усиления так же, как и их изменения, принято выражать в логарифмических единицах. Причины этого следующие:

а) растянутый натуральный масштаб заменяется сжатым логарифмическим, т.е. 10, 100, 1000 в случае использования десятичных логарифмов соответствуют числам 1, 2, 3;
Это удобно, поскольку коэффициенты усиления современных усилителей могут достигать больших величин ($K_U = n(10^5 \ldots 10^6)$; $K_P = n^2(10^{10} \ldots 10^{12})$);

б) субъективное восприятие слухового и зрительного ощущений (громкость звука, яркость изображения) пропорционально логарифму интенсивности соответствующих раздражений (звукового давления, освещенности).

Логарифмическая шкала образуется как в системе десятичных, так и в системе натуральных логарифмов. В радиотехнике используется система десятичных логарифмов.

За единицу измерения в системе десятичных логарифмов принимается такое отношения мощностей P_2 и P_1, для которого

$$10\lg\frac{P_2}{P_1} = 1.$$

Эта единица называется децибелом (дБ).

Если в логарифмических единицах выражается отношение напряжений или токов, то, поскольку эти отношения пропорциональны корню квадратному из соответствующего отношения мощностей, единица логарифмической шкалы измерений устанавливается из соотношений

$$20\lg\frac{U_2}{U_1} = 1 \qquad \text{или} \qquad 20\lg\frac{I_2}{I_1} = 1.$$

В ряде случаев отношения частот также выражают в логарифмических единицах. Однако в качестве логарифмической единицы принимают обычно октаву, соответствующую удвоению частоты. Таким образом, используют двоичную систему логарифмов и, следовательно, отношение f_2 и f_1 в октавах определяется как $\log_2\frac{f_2}{f_1}$.

1.4. Искажения, вносимые усилителем

От электронных усилителей требуется неискаженное усиление сигналов. Но по ряду причин в усилителе неизбежно возникают искажения, вследствие чего форма усиленного сигнала в той или иной степени отличается от формы сигнала на входе усилителя. Практически искажения не должны превышать допустимую величину. Существует ряд причин, вызывающих искажения разных видов.

Различают линейные и нелинейные искажения. Линейными искажениями называются такие, которые вносит усилитель, работающий в режиме малого сигнала, т.е. в линейном режиме. Нелинейные искажения возникают при работе усилителя в режиме большого сигнала, когда прояв-

ляются нелинейные зависимости между напряжениями и токами в его цепях.

Линейные искажения в установившемся режиме проявляются в виде частотных искажений. Линейные искажения в устанавливающемся режиме проявляются в виде переходных искажений. Для количественной оценки вносимых усилителем искажений используют **основные характеристики** усилителя: **частотную; переходную; динамическую**. Частотная и переходная характеристики используются для оценки линейных искажений, а динамическая – для определения нелинейных искажений.

Существенное значение в отношении неискаженного усиления имеют вносимые усилителем шумы.

1.4.1. Частотные искажения

Частотные искажения обусловлены частотной зависимостью коэффициента передачи усилителя, что приводит к изменению соотношений амплитуд и начальных фаз составляющих частотного спектра сигнала на выходе по сравнению с их соотношениями на входе усилителя. В результате форма усиливаемого сигнала искажается.

Причиной образования частотных искажений является наличие в схеме усилителя реактивных элементов (емкостей, индуктивностей), приводящее к зависимости от частоты напряжений и токов в цепях усилителя.

Частотной характеристикой усилителя называется зависимость его коэффициента передачи от частоты при постоянстве напряжения на входе, т.е. $\dot{K}_U = \dot{F}(\omega)$ и $\dot{K}_I = \dot{F}(\omega)$ при $U_1 = const$. Больший практический интерес представляют искажения напряжения, поскольку режим работы элементов нагрузки усилителя определяется обычно напряжением, а не током. Имея это в виду, опустим индексы коэффициента передачи, указывающие на его принадлежность к напряжению.

Частотная характеристика строится в прямоугольной системе координат, по вертикальной оси в линейном масштабе откладывают K в абсолютных или логарифмических единицах, а по горизонтальной оси – частоту f в герцах или угловую частоту $\omega = 2\pi f$ в логарифмическом масштабе. Необходимость применения логарифмического масштаба по оси частот вызывается широким частотным диапазоном современных усилителей.

Типичная амплитудно-частотная характеристика усилителя приведена на рис. 1.4.

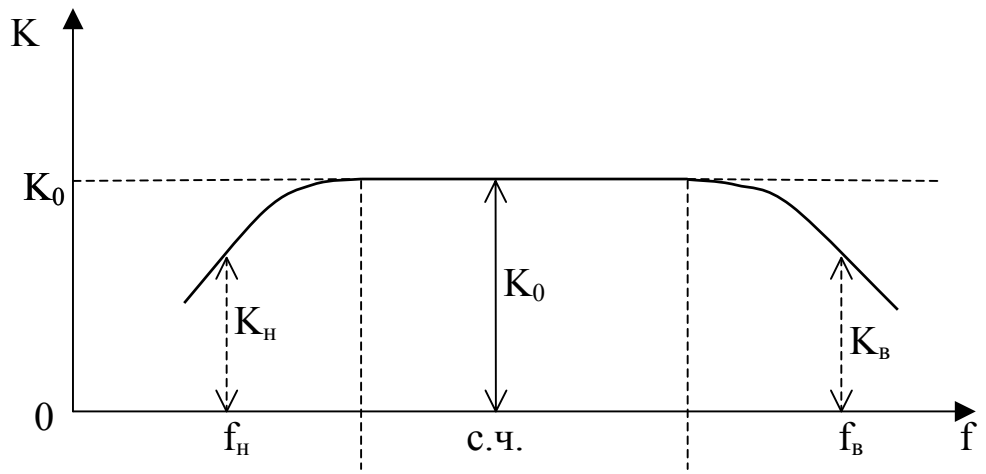


Рис.1.4. Амплитудно-частотная характеристика усилителя

На рис.1.4 $K_н$, $K_в$ и K_0 – значения коэффициента усиления на низшей, высшей и средней частотах диапазона (под средней частотой f_0 подразумевается частота наибольшего усиления, обычно близкая к $\sqrt{f_н f_в}$). Идеальная АЧХ усилителя, соответствующая отсутствию вносимых усилителем искажений, представляет собой прямую, параллельную оси абсцисс. При отклонении реальной характеристики от идеальной возникают частотные искажения. Как видно из рисунка 1.4, в области средних частот (с.ч.) реальная характеристика совпадает с идеальной, что и свидетельствует об отсутствии искажений в этой области.

На основании характеристики, изображенной на рис. 1.4, могут быть определены амплитудно-частотные искажения. Количественная оценка этих искажений может производиться посредством **коэффициента частотных искажений**

$$M = \frac{K_0}{K},$$

где K – коэффициент усиления на частоте ($K_н$ или $K_в$), для которой определяются искажения. В частных случаях для частот $f_н$ и $f_в$

$$M_н = \frac{K_0}{K_н}, \qquad M_в = \frac{K_0}{K_в}.$$

Чаще для оценки частотных искажений, вносимых усилителем, пользуются **относительным** или **нормированным** усилением $y = \frac{1}{M}$. Очевидно, что $y = \frac{K}{K_0}$, $y_н = \frac{K_н}{K_0}$, $y_в = \frac{K_в}{K_0}$.

Изменение усиления, определяемое коэффициентами M и y, может быть выражено в логарифмических единицах. Эта величина, называемая **неравномерностью усиления**, находится как

$$Y = 20\lg y = -20\lg M \ \text{(дБ)}. \qquad (1.8)$$

Из рис. 1.4 видно, что для идеальной АЧХ на всех частотах диапазона M = 1, y = 1 или Y = 0.

Рассмотрим схему резистивного каскада при включении транзистора с общим эмиттером (ОЭ), рис. 1.5.

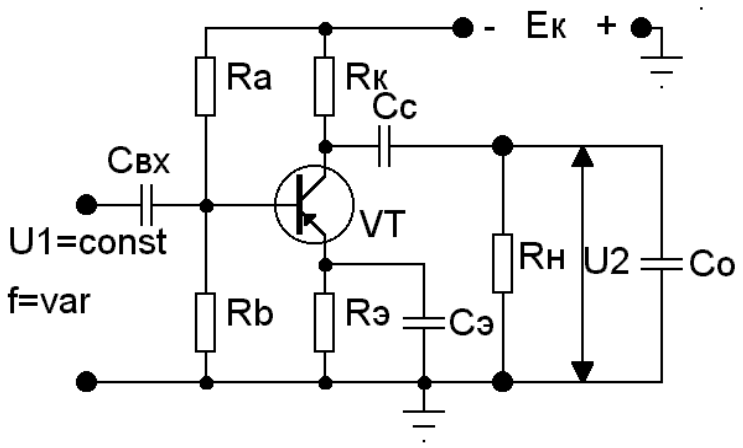


Рис. 1.5. Резистивный каскад с ОЭ

Для того, чтобы яснее представлять себе работу каскада ОЭ на разных частотах диапазона, проанализируем схемы замещения этого каскада в области средних, низших и высших частот. Эти схемы представлены на рис. 1.6.

Схема замещения в области низших частот приведена без учета влияния цепи $C_э R_э$, так как емкостное сопротивление конденсатора $C_э$ на всех частотах, вплоть до самой низкой, во много раз больше сопротивления $R_э$. В то же время влиянием емкости C_c пренебречь нельзя, так как по мере уменьшения частоты ее емкостное сопротивление $X_c = \dfrac{1}{\omega C_c}$ увеличивается и падение напряжения на нем также возрастает, что приводит к уменьшению напряжения на нагрузке $R_н$ и спаду частотной характеристики, обусловленному перераспределением напряжений между $\dfrac{1}{\omega C_c}$ и $R_н$. На схеме замещения в области высших частот (рис.1.6, в) отсутствует емкость C_c, так как в этой области частот ее емкостное сопротивление ничтожно мало и им можно пренебречь, но параллельно $R_н$ оказывается подключенной емкость C_0, включающая в себя емкость коллекторного p-n перехода $C_к$ и емкость монтажа $C_м$. По мере увеличения частоты ее емкост-

ное сопротивление $\frac{1}{\omega C_0}$ уменьшается и начинает шунтировать сопротивление нагрузки, в результате общее эквивалентное сопротивление уменьшается, что и приводит к уменьшению напряжения на выходе и спаду АЧХ в области верхних частот.

В области средних частот, как это видно из схемы рис. 1.6, а, отсутствуют реактивные элементы, то есть, нет частотно-зависимых сопротивлений, чем и обусловлена неизменность усиления на этих частотах.

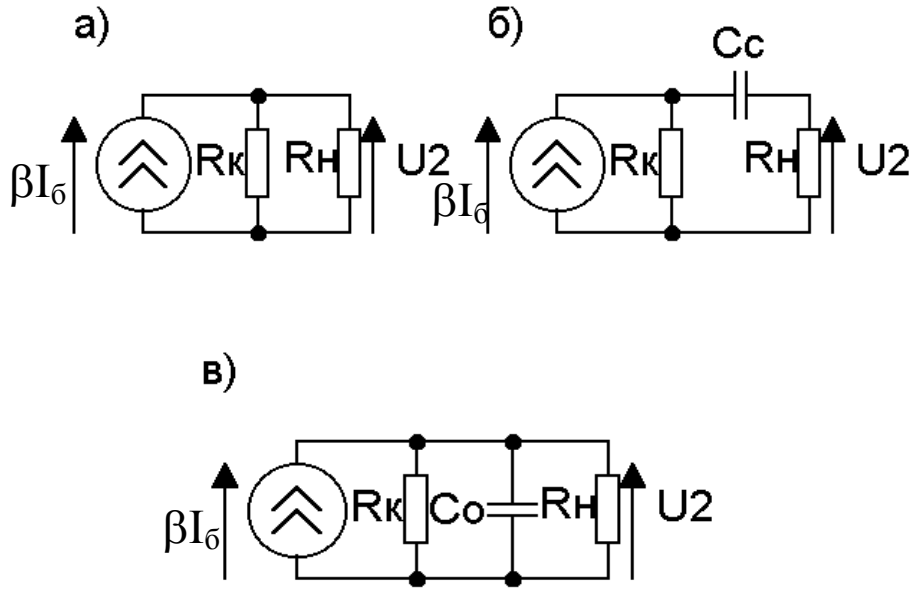


Рис. 1.6. Схемы замещения резистивного каскада ОЭ:
а) в области средних частот; б) в области низших частот;
в) в области высших частот

1.4.2. Фазочастотные искажения

На рис. 1.7 проиллюстрированы фазочастотные искажения. Входной сигнал (кривая 3) состоит из двух гармонических составляющих 1 и 2, причем вторая гармоника отстает от первой на $\pi/2$ (рис. 1.7, а). В процессе усиления изменилось фазовое соотношение между гармоническими составляющими, и вторая гармоника стала совпадать по фазе с первой, в результате форма кривой сигнала на выходе (рис. 1.7, б) изменилась (кривая 3).

Фазовый сдвиг между выходным и входным напряжениями усилителя равен алгебраической сумме фазовых сдвигов, создаваемых отдельными каскадами

$$\varphi = \varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 + \ldots \ .$$

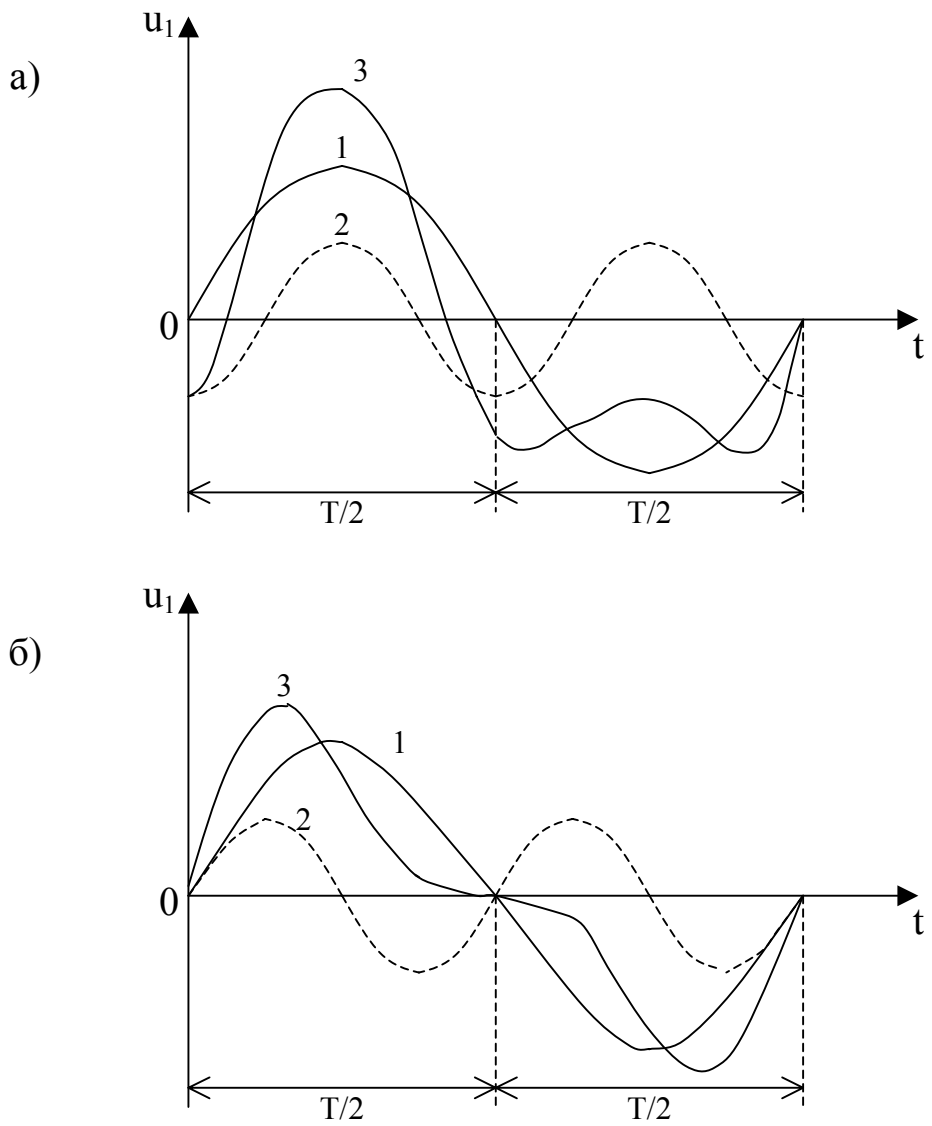


Рис.1.7. Изменение формы сигнала, обусловленное фазочастотными искажениями

Это свойство вытекает их того положения, что коэффициент передачи усилителя равен произведению коэффициентов передачи отдельных каскадов

$$\dot{K} = \dot{K}_1 \cdot \dot{K}_2 \cdot ... = K_1 e^{j\varphi_1} \cdot K_2 e^{j\varphi_2} \cdot ... = K e^{j(\varphi_1 + \varphi_2 + ...)}.$$

При постоянном значении коэффициента усиления форма кривой сигнала не искажается, если фазовый угол изменяется прямо пропорционально частоте, т.е.

$$\varphi = af,$$

где а – любое постоянное число, включая нуль.

Это уравнение и является уравнением **идеальной фазовой характеристики**. Действительно, если на входе усилителя поддерживается напряжение

$$u_1(t) = U_{1m} \cdot \sin \omega t,$$

то напряжение на выходе будет изменяться по закону:

$$u_2(t) = K \cdot U_{1m} \sin(\omega t + \varphi) = u_{2m} \sin(2\pi f t + af),$$

т.е.

$$u_2(t) = U_{2m} \sin 2\pi f\left(t + \frac{a}{2\pi}\right).$$

Последнее равенство показывает, что независимо от частоты выходное напряжение опережает входное при $a > 0$ или отстает от него при $a < 0$ на некоторое время фазового пробега $t_Ф = -\frac{a}{2\pi}$, при этом взаимное расположение синусоид различных частот, а, следовательно, и форма кривой не подвергается изменению.

Так как напряжение на выходе не может возникнуть раньше, чем на входе, то при существовании зависимости $\varphi = af$, всегда $a \le 0$. Следовательно, если $K = const$, то единственной причиной линейных искажений импульсных сигналов является отступление от уравнения идеальной фазовой характеристики.

Фазовой характеристикой называют зависимость угла сдвига фазы φ между выходным и входным напряжением от частоты, т.е. зависимость аргумента относительного усиления от частоты. При построении фазовой характеристики масштаб обеих осей берут обычно линейным. Положительные значения φ, откладываемые вверх по вертикальной оси, соответствуют опережению входного напряжения выходным, отрицательные, откладываемые вниз, - отставанию выходного напряжения от входного.

Так как идеальной фазовой характеристикой усилителя, соответствующей отсутствию вносимых усилителем фазовых искажений, является прямая, проходящая через начало координат под любым углом к горизонтальной оси, то и вносимые усилителем фазовые искажения оцениваются не абсолютным значением угла сдвига фазы φ, вносимого усилителем, а разностью ординат, $\Delta\varphi$ фазовой характеристики и касательной к ней, проведенной через начало координат. Из графика рис. 1.8, а видно, что в области низких частот проходящая через начало координат касательная к фазовой характеристике совпадает с горизонтальной осью, и поэтому мерой искажений на низких частотах является **абсолютное** значение вносимого усилителем угла сдвига фазы $\varphi_н$, т.е. $\Delta\varphi_н = \varphi_н$. В области верхних

частот фазовые искажения $\Delta\varphi_в$ значительно меньше вносимого усилителем угла сдвига фазы $\varphi_в$ (рис. 1.8, б).

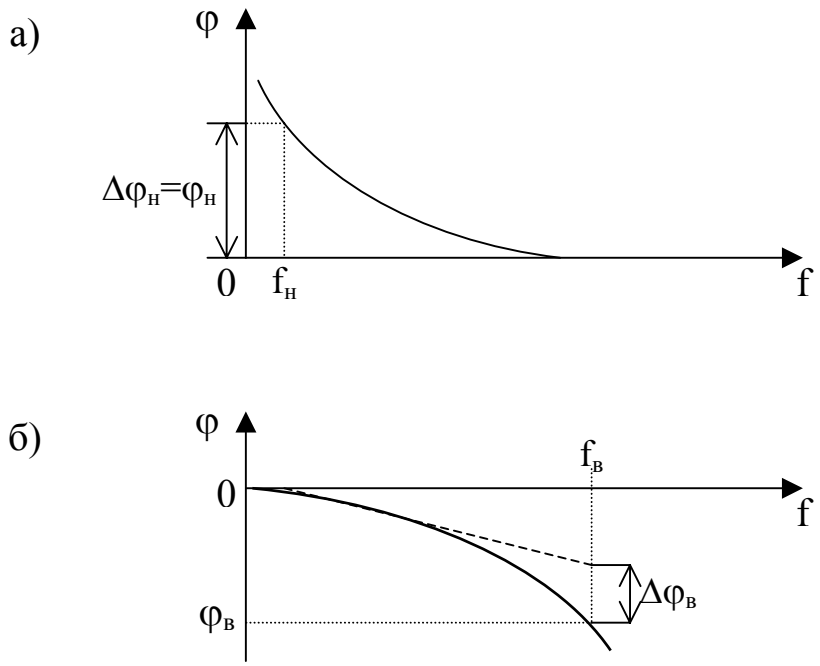


Рис.1.8. Фазочастотная характеристика в области нижних и верхних частот

Иногда бывает удобно пользоваться амплитудно-фазовой характеристикой, связывающей в одну зависимость изменения коэффициента усиления $K = \psi(f)$ и фазового сдвига $\varphi = F(f)$, происходящие при изменении f от 0 до ∞. Амплитудно-фазовая характеристика $K = \Phi(\varphi)$ строится в полярной системе координат (рис. 1.9) посредством векторов, абсолютные значения которых равны K, а углы наклона по отношению к оси начала отсчетов (положительное направление оси абсцисс) равны φ. При этом частотная характеристика коэффициента передачи $\dot{K} = Ke^{j\varphi}$ представляет собой геометрическое место точек концов вектора K, имеющего начало в точке 0 и определенного для различных частот (f_1, f_2, f_0, f_3,…). На рис. 1.9 f_0 – средняя частота, коэффициент усиления на которой, равен K_0.

Как видно из рис.1.9, $\frac{K}{K_0} = \cos\varphi$, с другой стороны, из 1.4 относительное усиление $y = \frac{K}{K_o}$, т.е.

$$y = \cos\varphi. \qquad (1.9)$$

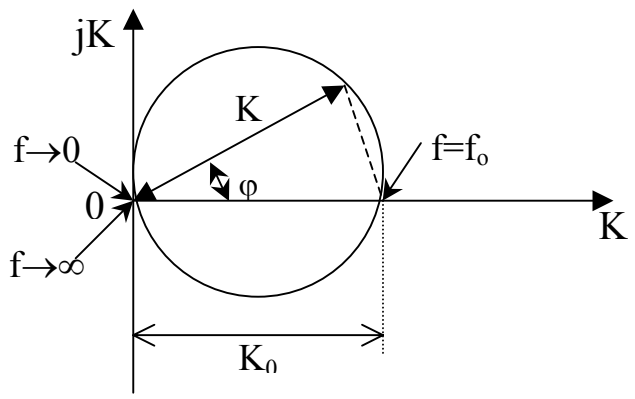


Рис. 1.9. Амплитудно-фазовая характеристика

Выражение (1.9) устанавливает связь между амплитудно- и фазочастотной характеристиками для рассматриваемого случая и показывает, что при изменении относительного усиления у от 1 до 0*) угол изменяется в пределах от 0 до $\pm\pi/2$.

1.4.3. Переходные искажения

Переходные искажения характеризуют изменения формы сигнала, вносимые усилителем в переходном режиме. Они определяются как отклонения реальной переходной характеристики усилителя от идеальной. **Переходная характеристика** представляет собой зависимость мгновенных значений выходного напряжения, тока или соответствующих коэффициентов усиления от времени при подведении ко входу усилителя стандартного сигнала, называемого **единичной функцией**.

Подведение сигнала стандартной формы необходимо для того, чтобы свойства различных усилителей в переходном режиме рассматривались при одинаковых условиях, что обеспечит сопоставимость полученных результатов. Этот стандартный сигнал должен быть выбран с таким расчетом, чтобы наилучшим образом выявить искажения формы сигнала, вносимые усилителем в переходном режиме (переходные искажения). Таким сигналом и является единичная функция 1(t), представляющая собой мгновенный единичный перепад напряжения (или тока) на входе усилителя (рис.1.10, а).

Очевидно, что при совмещении момента перепада с началом координат для всех значений $t < 0$ $1(t) = 0$, а для всех значений $t > 0$ $1(t) = 1$. На рис. 1.10, б изображена идеальная переходная характеристика в области малых времен. Эта характеристика имеет ту же форму мгновенного перепада, что и входной сигнал, и отличается от него только увеличенной амплитудой перепада $K_0 \cdot 1(t)$, где K_0 – установившееся значение коэффициента усиления идеального усилителя, а также

*) Для апериодических каскадов усиления у не может быть больше единицы.

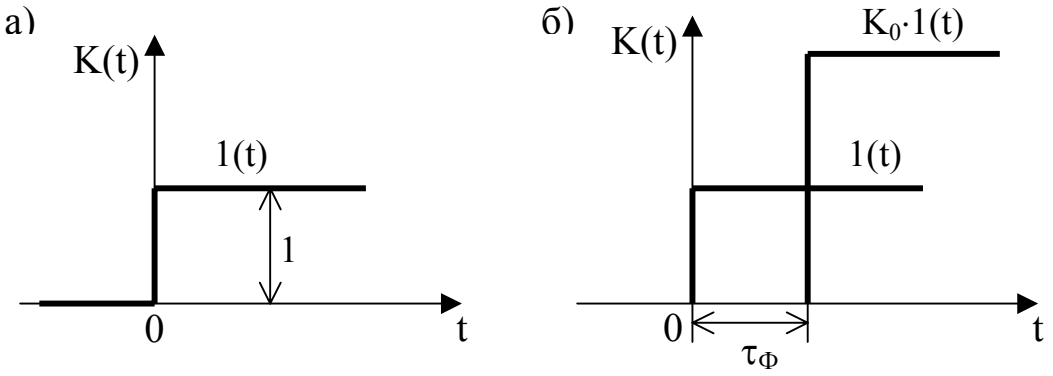


Рис. 1.10. Стандартный сигнал (а) и идеальная переходная характеристика усилителя для области малых времен (б)

сдвигом момента перепада на величину фазовой постоянной $\tau_Ф$ в направлении запаздывания. Поскольку форма сигнала на выходе усилителя в рассмотренном идеальном случае остается неизменной, переходные искажения отсутствуют.

Переходная характеристика реального усилителя отличается от идеальной, так как наличие в схеме усилителя реактивных элементов и соответственно внутренних запасов энергии (энергия электрического поля емкостей, магнитного поля индуктивностей) приводит к постепенному переходу от прежнего энергетического состояния к новому, вызываемому действием рассматриваемого стандартного сигнала. Вследствие этого происходит также постепенное изменение переходного коэффициента усиления.

Так как обычно время нарастания переднего фронта $t_Ф$ и время образования спада T_i отличаются очень значительно, то для показа фронта и плоской вершины переходной характеристики приходится использовать два отдельных графика с масштабами времени, отличающимися на несколько порядков. В связи с этим целесообразно разбить переходную характеристику на два участка: участок малых времен или **передний фронт** переходной характеристики, и участок больших времен или ее **плоскую часть** (вершину).

Реальная переходная характеристика в области малых времен может быть апериодической (рис. 1.11, кривая а) или в случае, если на переходный процесс накладываются резонансные явления, может иметь периодический (колебательный) характер (рис. 1.11, кривая б).

В обоих случаях при $t \to \infty$ переходный коэффициент усиления $K(t) \to K_0$, где K_0 – установившееся значение коэффициента усиления. Практически K(t) оказывается близким к K_0 уже в конце участка малых времен.

В целях обобщения часто используют нормированную переходную характеристику, представляющую собой зависимость

$$y(t) = \frac{K(t)}{K_0} = F(x).$$

Здесь $x = \frac{t}{\tau}$ обобщенное время, причем τ является постоянной времени цепи, определяющей форму переходной характеристики.

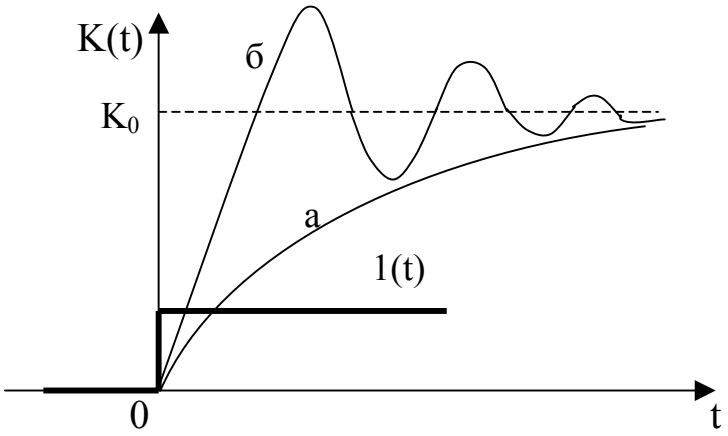


Рис. 1.11. Переходная характеристика в области малых времен

На рис. 1.12 приведены нормированные переходные характеристики для участка малых времен и для случаев апериодического (кривая а) и колебательного (кривая б) устанавливающегося процесса. Очевидно, что в обоих случаях относительная величина переходного коэффициента усиления y(t) стремится к единице.

Искажения переднего фронта оцениваются **длительностью фронта** $t_Ф$ (называемой также временем установления). В случае колебательного устанавливающегося процесса они характеризуются также относительными величинами выбросов $Нв_1$, $Нв_2$,… и впадин $Нвп_1$, $Нвп_2$,… .
Поскольку полная длительность фронта (соответствующая нарастанию y(t) от 0 до 1) теоретически равна бесконечности, величину $t_Ф$ принято определять для изменения y(t) в пределах от d до 1-d, где d равно 0,1 или 0,05. Определение длительности фронта показано на рис. 1.12 ($t_{Фа}$ для апериодической переходной характеристики а и $t_{Фб}$ для колебательной переходной характеристики б). Там же показаны относительные величины первого (наибольшего) выброса $Нв_1 = y_{max}-1$ и первой (наибольшей) впадины $Нвп_1 = 1-y_{min}$ для характеристики б. Величины $Нв_1$ и $Нвп_1$ выражают обычно в процентах.

На рис. 1.13 изображена нормированная переходная характеристика

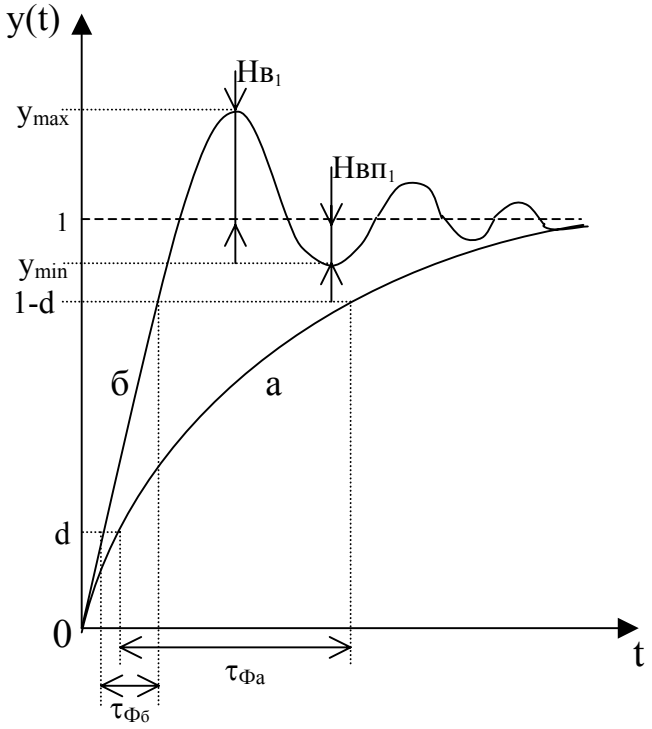


Рис. 1.12. Нормированная переходная характеристика для участка малых времен

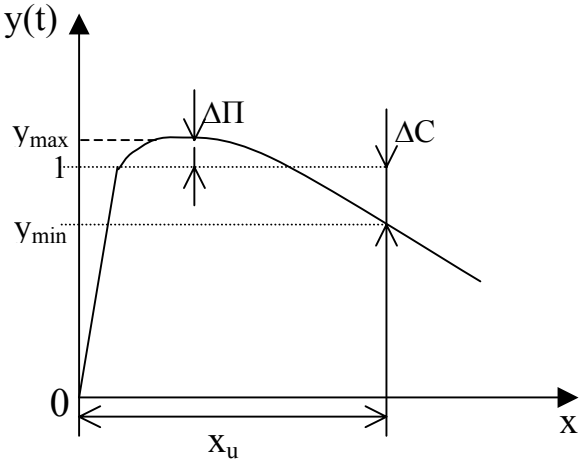


Рис. 1.13. Нормированная переходная характеристика для участка больших времен

для участка больших времен (плоская часть характеристики), построенная для участка времени, имеющего порядок интересующей нас длительности импульса $T_u = X_u \cdot \tau$ и превышающего представленный на рис. 1.12 передний фронт в сотни и более раз.

Искажения плоской части характеристики измеряют относительными величинами подъема $\Delta П = y_{max}-1$ и спада $\Delta С = 1-y_{min}$. Здесь y_{max} и y_{min} –

наибольшее и наименьшее значения $\frac{K(t)}{K_0}$ в пределах плоской части характеристики.

Переходные искажения оказывают влияние на качество воспроизведения звуковых передач. Поэтому для высококачественных усилителей звуковых частот, помимо частотных, регламентируют также и переходные искажения. Величина $t_Ф$ для этих усилителей не должна превышать 5…15мкс. Однако наиболее существенное значение переходные искажения имеют для импульсных усилителей, в том числе для усилителей видеосигналов. Так, при слишком большой длительности фронта $t_Ф$ в телевизионном изображении размываются мелкие детали, стираются резкие границы яркости, понижается также четкость работы импульсных устройств других назначений. Обычно необходимо стремиться, чтобы $t_Ф \le (0{,}01\ldots0{,}1)T_{u\ min}$, где $T_{u\ min}$ – минимальная длительность усиливаемого импульса, что по абсолютной величине может составлять десятки или даже единицы наносекунд.

При больших значениях выбросов и впадин в телевизионном изображении происходит подчеркивание мелких деталей, образуются светлые и темные полосы (окантовка) вдоль контуров изображения. Поэтому в видеоусилителях необходимо выдерживать $Нв_1 \le 5\%$.

Переходные искажения так же, как и частотные, определяются при малых уровнях входного сигнала, соответствующих линейной области работы усилителя. Причиной переходных искажений в области малых времен для усилителя, изображенного на рис. 1.5, является наличие емкости C_0, а в области больших времен – емкости C_c.

1.4.4. Связь между переходной и частотной характеристиками

Из сказанного выше следует, что и частотные и переходные искажения представляют собой линейные искажения, вызываемые одной и той же причиной (наличие в схеме усилителя реактивных элементов), но одни (частотные) проявляются в установившемся режиме, а другие – в устанавливающемся или переходном режиме работы усилителя.

Из теории электрических цепей известно, что связь между временной и частотной характеристиками линейной цепи устанавливается посредством интеграла Фурье и имеет в символической форме записи вид:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{+\infty} \dot{F}(\omega)e^{j\omega t}d\omega \qquad (1.10а)$$

или

$$\dot{F}(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(t)e^{-j\omega t}dt, \qquad (1.10б)$$

в зависимости от того, какая из характеристик является заданной и какая – искомой. Здесь f(t) – непериодическая функция времени, описывающая переходный процесс в рассматриваемой цепи, F(ω)- соответствующая спектральная функция.

Спектральная функция F(ω) непериодической функции времени f(t) является, как известно, сплошной (непрерывной) и представляет собой частотную зависимость комплексной амплитуды бесконечно малого участка спектра шириной dω около частоты ω.

Если под непериодической функцией времени f(t) понимать переходную характеристику усилителя, то частотный спектр F(ω) должен соответствовать подведению ко входу усилителя единичной функции и учитывать искажающее воздействие на нее исследуемого усилителя.

Другими словами, необходимо, чтобы частотный спектр

$$\dot{F}(\omega) = \dot{F}_1(\omega) \cdot \dot{F}_2(\omega),$$

где $F_1(\omega)$ - частотный спектр единичной функции, а $F_2(\omega)$ - частотная характеристика усилителя, определяемая его коэффициентом передачи K(ω).

Известно, что $$\dot{F}_1(\omega) = \frac{1}{j\omega}.$$

Таким образом, выражение (1.10а) может быть представлено в виде:

$$f(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{\dot{K}(\omega)}{j\omega} e^{j\omega t} d\omega, \qquad (1.11)$$

определяющем зависимость между переходной f(t) и частотной K(ω) характеристиками усилителя.

Приведенная связь между характеристиками позволяет определить поведение усилителя в переходном режиме, если известна его частотная характеристика. Может быть показано, что крутизна переднего фронта переходной характеристики возрастает (уменьшение $t_Ф$) по мере расширения полосы равномерно усиливаемых высоких частот, а протяженность плоской части этой характеристики, ограничиваемая допустимой величиной спада ΔC, возрастает по мере расширения полосы равномерно усиливаемых низких частот диапазона. Другими словами, чем лучше частотная характеристика усилителя, тем более совершенной является его переходная характеристика.

Из сказанного следует, что анализ и расчет усилителя могут производиться как частотным, так и временным методом. В случае применения частотного метода целью расчета является получение требуемого усиления в заданном диапазоне частот при допустимых частотных искажениях. При использовании временного метода целью расчета является получение

требуемого усиления при допустимых переходных искажениях (длительность фронта, выбросы, подъем и спад плоской части характеристики).

В принципе оба метода равноценны. Однако очевидно, что при расчете усилителей непрерывных колебаний (аналоговых сигналов), работа которых частично или полностью относится к установившемуся режиму, удобнее пользоваться частотным методом, в то время как при расчете усилителей, сигналы которых представляют собой последовательность ряда кратковременных непериодических импульсов, удобнее применять временной метод. В случае необходимости всегда может быть осуществим переход от одного метода исследования к другому.

1.4.5. Нелинейные искажения

Особенностью нелинейных искажений является такое искажение формы сигнала, при котором в его спектре появляются **новые частотные составляющие**.

Нелинейность усилителя вызывается наличием в нем нелинейных элементов (транзисторы, лампы, трансформаторы, диоды). Нелинейный элемент содержит нелинейные параметры (входные сопротивления транзисторов, диодов, динамическая магнитная проницаемость материала сердечника трансформатора).

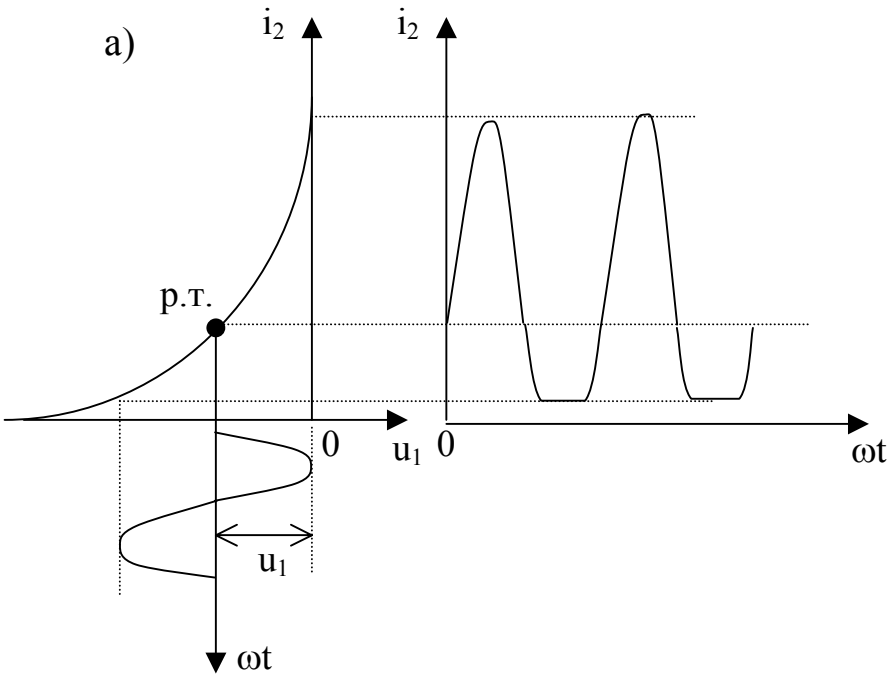
Нелинейные искажения оцениваются на основе **динамической характеристики**, представляющей собой зависимость между мгновенными значениями токов или напряжений на выходе и входе усилителя. Динамическая характеристика определяется для **больших пределов изменения сигналов**, приводящих к заходу в области нелинейных зависимостей между напряжениями и токами.

Различают следующие виды динамических характеристик:

1. Выходная динамическая характеристика типа
$$i_2 = F(u_2);$$
2. Входная динамическая характеристика типа
$$i_1 = F(u_1);$$
3. Проходная динамическая характеристика типа
$$i_2 = F(u_1);$$
4. Сквозная динамическая характеристика типа
$$i_2 = F(e_1).$$

Здесь i_2 и u_2 – мгновенные значения токов и напряжений на выходе, i_1 и u_1 – мгновенные значения токов и напряжений на входе, e_1 – ЭДС источника сигналов на входе усилителя.

В качестве примера рассмотрим типичную по форме проходную характеристику $i_2 = F(u_1)$, используемую часто для расчета нелинейных искажений (рис. 1.14, а).



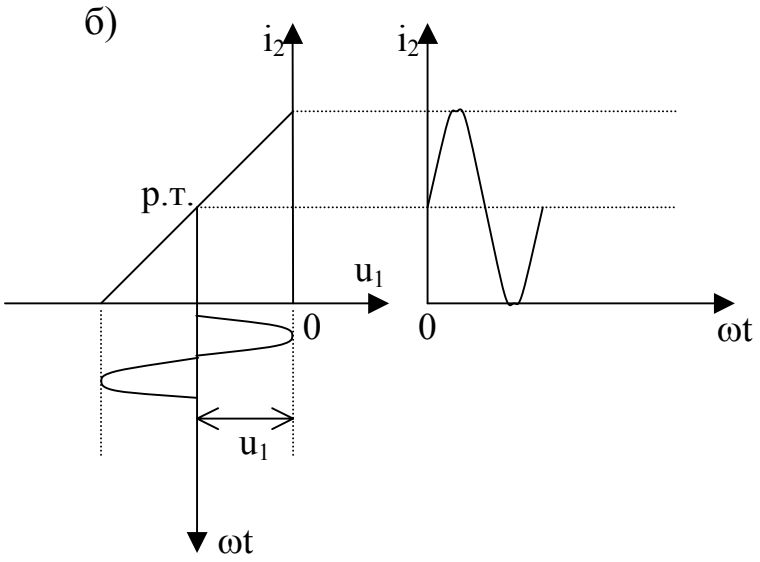


Рис. 1.14. Проходные динамические характеристики: а) реальная, б) идеальная

Динамическая характеристика, соответствующая отсутствию вносимых усилителем искажений приведена на рис. 1.14, а.

При отклонении динамической характеристики от прямолинейной возникают нелинейные искажения. Основные нелинейные искажения вносят оконечные и предоконечные каскады, активные усилительные элементы в которых работают в режиме большого сигнала.

Методы количественной оценки нелинейных искажений

Величина нелинейных искажений может определяться:

1) непосредственно по форме динамической характеристики;
2) по спектру образующихся нелинейных искажений (гармоники, комбинационные частоты).

При оценке нелинейных искажений по первому способу, используемому в телевидении, величина искажений определяется отношением среднего изменения крутизны динамической характеристики $\frac{tg\alpha_2 - tg\alpha_1}{2}$, происходящего при колебаниях напряжения сигнала в пределах от $u_{1\,max}$ до $u_{1\,min}$, к исходному значению крутизны при $u_{1\,0}$, равному $tg\alpha_0$, что соответствует коэффициенту нелинейных искажений

$$K_{н.и.} = \frac{tg\alpha_2 - tg\alpha_1}{2tg\alpha_0}. \qquad (1.12)$$

Сказанное поясняется рисунком 1.15.

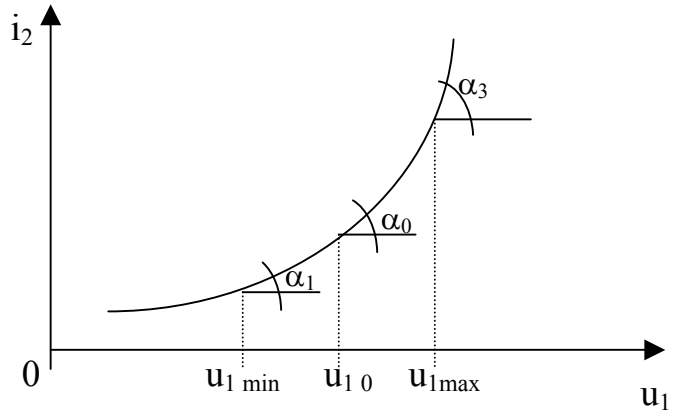


Рис. 1.15. Определение нелинейных искажений по форме динамической характеристики

При оценке нелинейных искажений по второму способу необходимо предположить, что:

а) входной сигнал представляет собой установившееся гармоническое колебание определенной частоты;

б) входной сигнал представляет собой установившиеся периодические колебания сложной формы.

Случаи (а) и (б) существенно отличаются как по характеру образующихся нелинейных искажений, так и в отношении методики их расчета и измерений.

В случае (а) вследствие нелинейности усилителя, помимо колебаний с частотой сигнала ω_1, на входе образуются колебания гармоник с частотами $\omega_2 = 2\omega_1$; $\omega_3 = 3\omega_1$ и т.д. При этом величина нелинейных искажений определяется коэффициентом гармоник $K_г$, представляющим собой отношение суммарного действующего значения напряжения (или тока) гармоник к напряжению (или току) основной частоты.

Обычно коэффициент гармоник выражается в процентах таким образом:

$$K_{г_U} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + ...}}{U_1} \cdot 100\% \qquad (1.13)$$

или

$$K_{г_I} = \frac{\sqrt{I_2^2 + I_3^2 + I_4^2 + ...}}{I_1} \cdot 100\%. \qquad (1.14)$$

Очевидно, что значение $К_г$ не изменяется, если вместо действующих значений напряжений или токов подставить в эти выражения их амплитудные значения. При чисто активном характере сопротивления нагрузки усилителя коэффициент гармоник, найденный из выражений (1.13) и (1.14), имеет одно и то же значение, так как напряжения и токи всех гармоник связаны между собой неизменной величиной сопротивления. При комплексном характере сопротивления нагрузки значения $К_г$, найденные из указанных выражений, получаются различными, и следует использовать (1.13) или (1.14) в зависимости от того, что является в рассматриваемом случае существенным – нелинейные искажения напряжения или тока.

В любом случае коэффициент гармоник может быть выражен через отношение суммарной мощности гармоник к мощности основной частоты, т.е.

$$K_г = \sqrt{\frac{P_2 + P_3 + P_4 + ...}{P_1}} \cdot 100\%. \qquad (1.15)$$

Допустимая величина коэффициента гармоник для усилителей звуковой частоты в зависимости от качества соответствующего тракта воспроизведения колеблется в пределах от 0,1% до (3…5)%. Особенно жесткие требования в отношении нелинейных искажений предъявляются к усилителям измерительной аппаратуры ($К_г$ порядка сотых и тысячных долей процента). В телевизионных усилителях нелинейные искажения, приводящие к изменению соотношения яркостей, могут быть значительной величины ($К_г$ = 10…15%), не оказывая существенного влияния на качество изображения. То же относится и к импульсным усилителям, использующим к тому же в ряде случаев ограничение сигналов по максимуму.

1.4.6. Помехи и шумы

Помехи и шумы, образующиеся в цепях усилителя, могут значительно снижать качество его работы, так как они искажают форму сигналов и обнаруживаются в паузах между сигналами. Искажение формы сигналов может получиться как за счет непосредственного наложения напряжения помех и шумов на напряжение сигнала, так и путем модуляции сигнала шумом в нелинейных цепях усилителя.

Различают следующие виды помех и шумов:

1) тепловые шумы (во входных цепях усилителя);
2) шумы усилительных элементов (флуктуационные, дробовые, полупроводниковые и др.);
3) шумы контактного и пробойного происхождения;
4) помехи за счет источников питания усилителя (фон);
5) помехи за счет влияния внешних полей;
6) помехи от механических вибраций (микрофонный эффект).

В усилителях с относительно небольшой чувствительностью, имеющих минимальное входное напряжение сигнала порядка единиц милливольт, снижение относительной величины помех и шумов до допустимого значения не представляет труда при надлежащем качестве деталей и монтажа, фильтрации питающих напряжений, экранировании цепей и деталей, а также амортизации деталей и шасси усилителя.

Однако по мере увеличения чувствительности усилителя трудности обеспечения его необходимой помехозащищенностью растут. Это относится в особенности к тепловым и флуктуационным шумам. Причем, очевидно, что определяющими являются тепловые шумы входных цепей усилителя и шумы первого активного усилительного элемента (транзистора, лампы), т.е. шумы в звеньях усилителя с наименьшими величинами сигнала. Именно эти шумы, принципиально неустранимые и допускающие снижение в относительно небольших пределах, ограничивают увеличение чувствительности усилителей.

Для количественной оценки общей величины шумов усилителя определяют его **относительный уровень шумов**

$$H_ш = 20\lg\frac{U_ш}{U_{c\,max}} = 10\lg\frac{P_ш}{P_{c\,max}} \quad дБ. \qquad (1.16)$$

Здесь $U_ш$ и $P_ш$ – общие величины напряжения и мощности шумов и помех, вызываемых всеми действующими и перечисленными выше причинами. $U_{c\,max}$ и $P_{c\,max}$ – максимальное напряжение и мощность сигнала. Все перечисленные величины относятся к выходу усилителя.

Для высококачественных усилителей звуковых частот относительный уровень шумов $H_ш$ не должен превышать (-70)дБ. Такого же порядка должна быть величина $H_ш$ и для высококачественного телевизионного или измерительного усилителя.

Динамический диапазон

Динамический диапазон характеризует предел изменения напряжения и мощности в рассматриваемой цепи и измеряется как

$$D = 20\lg\frac{U_{c\,max}}{U_{c\,min}} = 10\lg\frac{P_{c\,max}}{P_{c\,min}} \quad дБ. \qquad (1.17)$$

Относя максимальные и минимальные значения напряжения и мощности сигнала к их величинам, принимаемым за начальные (например, к стандартным начальным величинам $P_н$ = 1мВт и $U_н$ = 0,775 эфф.В), получаем, что

$$D = 20\lg\frac{U_{c\,max}}{U_н} - 20\lg\frac{U_{c\,min}}{U_н} = 10\lg\frac{P_{c\,max}}{P_н} - 10\lg\frac{P_{c\,min}}{P_н} = A_{c\,max} - A_{c\,min}. \quad (1.18)$$

Таким образом, динамический диапазон может быть определен как разность между максимальным $A_{c\,max}$ и минимальным $A_{c\,min}$ значениями уровней напряжения или мощности сигнала в рассматриваемой цепи.

Существенное значение в отношении работы усилителя имеет естественный динамический диапазон источника сигналов, т.е. динамический диапазон изменений напряжения или мощности на входе усилителя. Строго говоря, к усилителю следовало бы предъявить требование неискаженной работы в пределах всего этого диапазона. Однако естественный динамический диапазон сигнала в ряде случаев весьма велик. Так, динамический диапазон сигнала при звуковой передаче, определяемый диапазоном изменения громкостей, составляет для речи до 50 дБ, а для музыки (симфонический оркестр) до 75 дБ. Динамический диапазон сигнала при телевизионной передаче, определяемый диапазоном изменения яркостей изображения, составляет примерно 60 дБ.

Неискаженное усиление в пределах динамического диапазона источника сигналов ограничивается со стороны высоких уровней передачи мощностью и нелинейными искажениями, а со стороны низких уровней – собственными шумами усилителя.

Контрольные вопросы

1. Что называется усилением?
2. Что является отличительной особенностью усилителя?
3. Как классифицируются усилители?
4. Что называется усилительным каскадом?
5. В чем состоит основное отличие каскадов предварительного усиления от оконечного каскада?
6. Каковы основные энергетические показатели усилителя?
7. Как классифицируются искажения, вносимые усилителем?
8. Что такое частотные искажения и как количественно они оцениваются?
9. Что такое фазовые искажения?
10. Что называется переходной характеристикой усилителя?
11. Что называется динамической характеристикой усилителя?
12. Чем принципиально отличаются нелинейные искажения от линейных?
13. Как количественно оцениваются нелинейные искажения?
14. Что такое динамический диапазон?

2. Свойства усилителей с обратной связью

2.1. Основные определения и классификация видов обратной связи

Обратная связь образуется при таком построении схемы усилителя, когда часть энергии из какого-либо каскада подается в цепь одного из предшествующих каскадов, т.е. в точку, расположенную ближе ко входу усилителя.

Цепь, по которой осуществляется указанная обратная передача энергии, называется цепью **обратной связи**. Замкнутая цепь, состоящая из охваченного обратной связью усилителя (или его части) K и цепи обратной связи b (рис.2.1), называется **петлей обратной связи**. K и b - коэффициенты передачи усилителя и цепи обратной связи. Произведение Kb называется **петлевым усилением** или **петлевым коэффициентом передачи**. Петлевое усиление определяет характер и степень действия обратной связи на технические показатели усилителя.

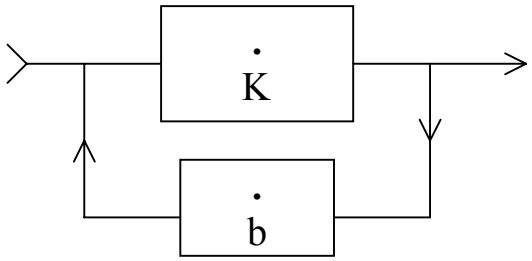


Рис. 2.1. Петля обратной связи Kb

Обычно цепь b представляет собой пассивную линейную цепь, т.к. она не содержит каскадов усиления. Цепь K при коэффициенте гармоник $K_г < 5\%$ может также считаться линейной.

Обратные связи классифицируются по следующим признакам:

1. Фаза действия обратной связи;
2. Частотный диапазон действия обратной связи;
3. Структуры схем обратной связи.

По фазе действия различают:

а) положительную обратную связь (ПОС);

б) отрицательную обратную связь (ООС);

в) комбинированную обратную связь (КОС).

В случае положительной обратной связи фаза действия сигнала обратной связи (напряжения или тока) такова, что обратная связь увеличивает коэффициент усиления усилителя. В случае отрицательной обратной связи коэффициент усиления уменьшается. Комбинированная обратная связь представляет собой совокупность положительной и отрицательной обратных связей, петли которых имеют общие элементы. При использовании комбинированной обратной связи коэффициент усиления также уменьша-

ется, т.к. в этом случае преобладающее действие должна оказывать отрицательная обратная связь.

Наибольшее применение в усилителях находит отрицательная обратная связь, стабилизирующая работу усилителя и снижающая вносимые им искажения.

Положительная обратная связь (только ПОС) в апериодических усилителях почти не применяется в основном из-за склонности схем с положительной обратной связью к самовозбуждению.

Комбинированная обратная связь применяется для компенсации выходных сопротивлений и искажений в усилителях. Совместное применение положительной и отрицательной обратных связей позволяет использовать преимущества этих видов связи и обеспечить устойчивость работы усилителя, т.к. соблюдается условие $Kb_{ООС} > Kb_{ПОС}$.

В отношении частотного диапазона действия обратной связи различают:

а) обратную связь по переменному току как частотно-независимую ($b = const$), так и частотно-зависимую ($b = F(\omega)$);

б) обратную связь по постоянному току;

в) обратную связь по переменному и постоянному токам одновременно.

Частотно-зависимая отрицательная обратная связь применяется в усилителях, например, для коррекции частотных и переходных характеристик.

Отрицательная обратная связь по постоянному току используется для стабилизации исходного режима транзисторов усилительных каскадов, а также для стабилизации и линеаризации коэффициента усиления в усилителях медленно изменяющихся сигналов (усилители постоянного тока УПТ).

Отрицательная обратная связь по переменному и постоянному токам выполняет одновременно перечисленные функции.

В отношении структуры схемы обратной связи (ОС) различают по способу получения сигнала обратной связи:

а) обратную связь по напряжению;

б) обратную связь по току;

в) смешанную по выходу обратную связь.

По способу подачи обратной связи на вход различают:

а) обратную связь последовательного типа;

б) обратную связь параллельного типа;

в) смешанную по входу обратную связь.

По количеству петель обратной связи различают однопетлевую схему ОС и многопетлевые схемы обратной связи.

В случае **обратной связи по напряжению** (рис.2.2, а) выход цепи К, сопротивление нагрузки Z2 и вход цепи b включены параллельно. При этом напряжение обратной связи U_{OC} является функцией выходного напряжения U_2. Если цепь b линейна, напряжение U_{OC} пропорционально U_2.

В случае **обратной связи по току** (рис. 2.2, б) выход цепи К, сопротивление нагрузки Z2 и вход цепи b включены последовательно. При этом напряжение U_{OC} является функцией выходного тока I_2. При линейности цепи b оно пропорционально I_2.

В случае **смешанной по выходу обратной связи** (рис.2.3) напряжение U_{OC} является как функцией выходного напряжения U_2, так и функцией выходного тока I_2.

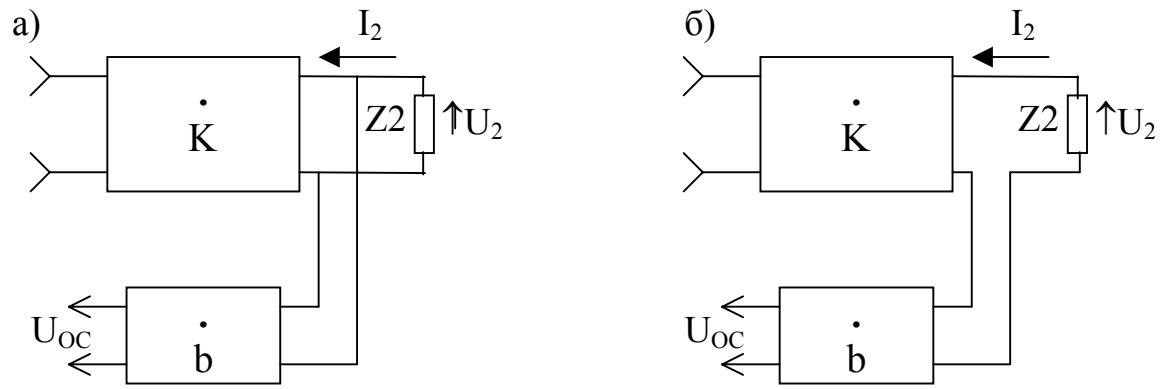


Рис. 2.2. Обратная связь по напряжению (а),
обратная связь по току (б).

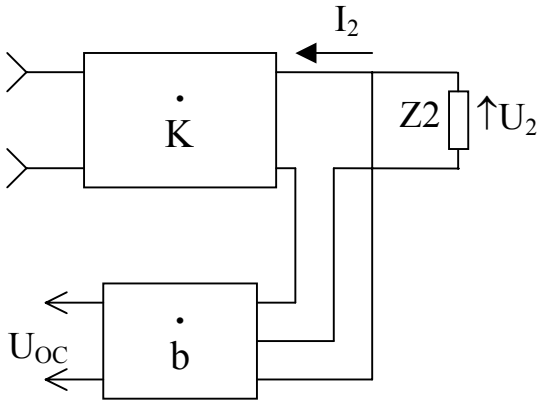


Рис. 2.3. Смешанная по выходу ОС

В случае **последовательной обратной связи** (рис.2.4, а) вход цепи К, внутреннее сопротивление источника сигналов Z1 и выход цепи b соединены последовательно. При этом входное напряжение $U_{вх}$ усилителя К получается в результате сложения напряжения источника сигнала U_1 и напряжения обратной связи U_{OC}.

В случае **параллельной обратной связи** (рис.2.4, б) вход цепи К, внутреннее сопротивление источника сигналов Z1 и выход цепи b соединены параллельно. При этом входное напряжение $U_{вх}$ усилителя К получается в результате сложения токов I_1 и I_{OC} во входной цепи усилителя К.

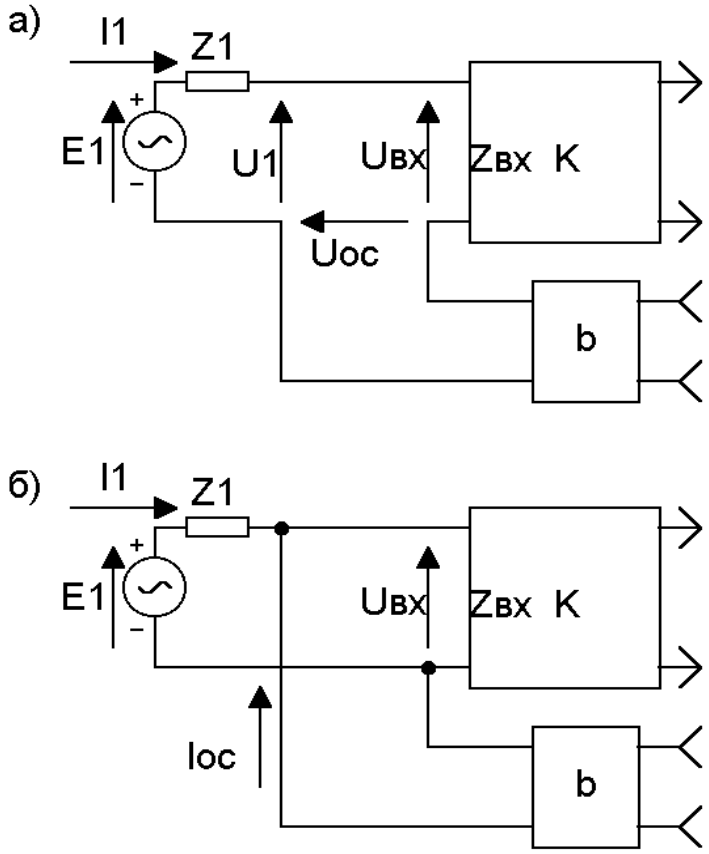


Рис. 2.4. Последовательная обратная связь (а);
параллельная обратная связь (б).

В случае **смешанной по входу обратной связи** (рис.2.5) напряжение обратной связи вводится последовательно-параллельно и получается частично в результате сложения напряжений U_1 и U_{OC}, а частично в результате сложения токов I_1 и I_{OC}.

На рис. 2.6 в качестве примера приведена структурная схема **многопетлевой** обратной связи. Здесь петля $K_1 \cdot K_2 b$ является петлей общей обратной связи, а петли $K_1 b_1$ и $K_2 b_2$ – петлями местных обратных связей. В данном случае все обратные связи могут быть отрицательными или некоторые из них отрицательными, а другие положительными. В последнем случае имеет место комбинированная обратная связь. Необходимо только подчеркнуть, что общая обратная связь в усилителе всегда должна быть отрицательной.

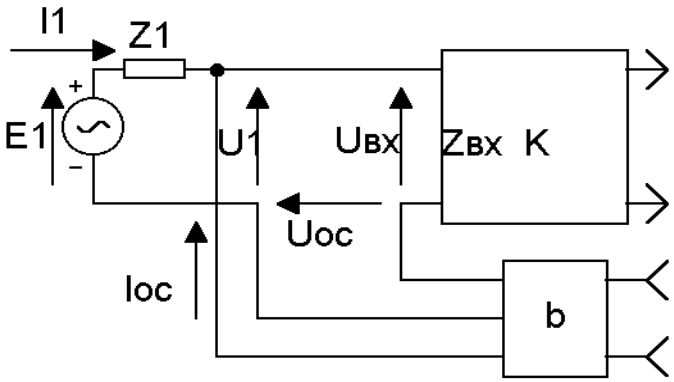


Рис.2.5. Смешанная по входу обратная связь

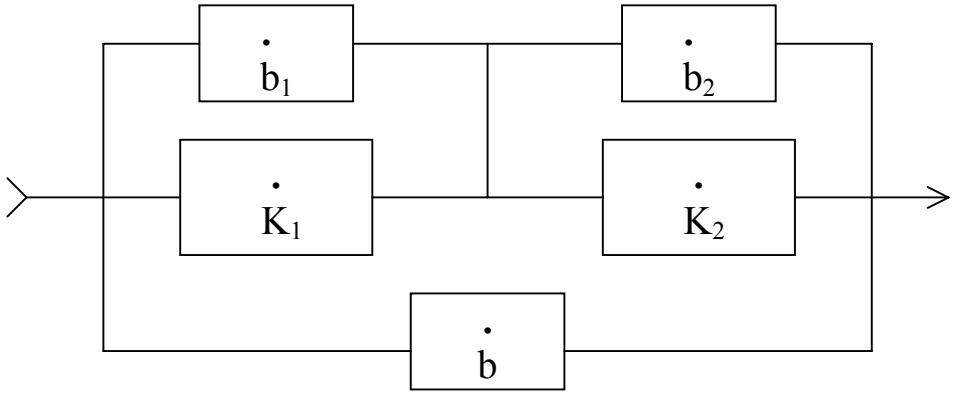


Рис. 2.6. Многопетлевая обратная связь

2.2. Эквивалентные параметры усилителя с обратной связью

Эквивалентные параметры выходной цепи

2.2.1. Обратная связь по напряжению последовательного типа

На рис 2.7 приведена структурная схема обратной связи по напряжению последовательного типа. Как видно из рисунка 2.7, цепь b представлена делителем $Z_B Z_A$.

Выходное сопротивление любого реального источника ЭДС и, в частности, усилителя может быть обнаружено только при протекании тока через источник. Поэтому коэффициент передачи K′ и выходное сопротивление $Z'_{вых}$ усилителя, охваченного обратной связью, удобно определить из зависимости выходного тока I_2 от входного напряжения усилителя $U_{вх}$. Изобразим схемы замещения выходной цепи усилителя не охваченного обратной связью по напряжению (рис.2.8, а) и охваченного обратной свя-

зью по напряжению (рис. 2.8, б). На схеме рис.2.8, б K'_{xx} и $Z'_{вых}$ – эквивалентные параметры выходной цепи при наличии обратной связи. Для на

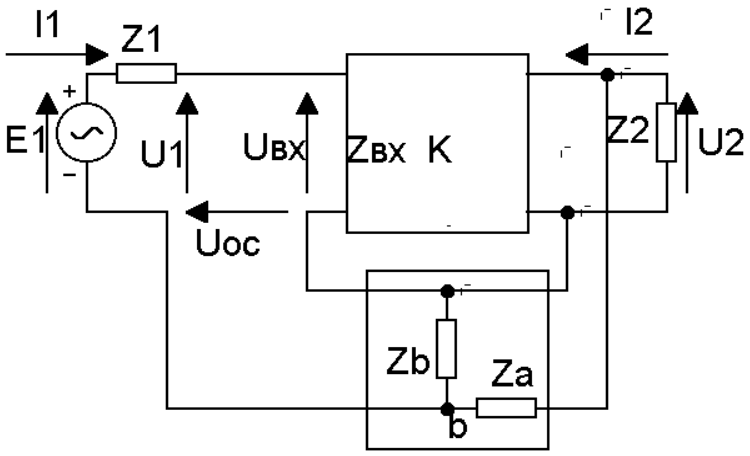


Рис. 2.7. Обратная связь по напряжению последовательного типа

хождения этих эквивалентных параметров нужно перейти от напряжения $U_{вх}$ к напряжению U_1, т.к. изменение коэффициента усиления за счет обратной связи можно обнаружить только по отношению к напряжению U_1.

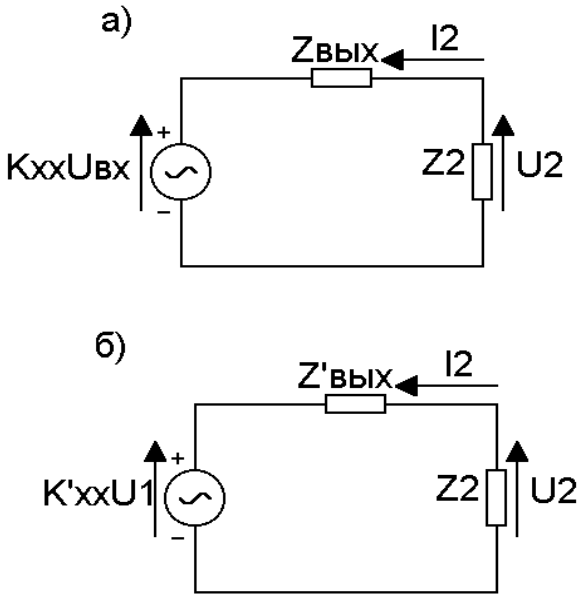


Рис. 2.8. Схемы замещения выходной цепи по отношению к напряжению $U_{вх}$ (а); по отношению к U_1 (б)

Выходной ток усилителя равен ЭДС эквивалентного генератора, деленной на полное сопротивление цепи

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{K}_{xx} \cdot \dot{U}_{вх}}{Z_{вых} + Z_2}. \qquad (2.1)$$

При наличии ОС входное напряжение $U_{вх}$ прямой цепи усилителя

$$\dot{U}_{вх} = \dot{U}_1 + \dot{U}_{ОС} = \dot{U}_1 + \dot{b} + \dot{U}_2, \qquad (2.2)$$

где коэффициент обратной связи b представляет собой

$$\dot{b} = \frac{\dot{U}_{ОС}}{\dot{U}_2} \quad \text{или} \quad \dot{b} = \frac{Z_B}{Z_B + Z_A}. \qquad (2.3)$$

Используя (2.2) и имея в виду, что $U_2=I_2Z_2$, находим

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{K}_{xx} \cdot \dot{U}_{вх}}{Z_{вых} + Z_2} = \frac{\dot{K}_{xx}\left(\dot{U}_1 + \dot{U}_{ОС}\right)}{Z_{вых} + Z_2} = \frac{\dot{K}_{xx}\left(\dot{U}_1 + \dot{b}\,\dot{U}_2\right)}{Z_{вых} + Z_2} = \frac{\dot{K}_{xx}\left(\dot{U}_1 + \dot{b}\,\dot{I}_2 Z_2\right)}{Z_{вых} + Z_2}. \qquad (2.4)$$

В выражении (2.4) U_2 рассматривается как выходное напряжение, т.е. как напряжение на выходе при максимально возможном сопротивлении нагрузки, т.е. при $Z_2 = \infty$. Решив уравнение (2.4) относительно I_2, получим

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{K}_{xx} \cdot \dot{U}_1}{Z_{вых} + Z_2\left(1 - \dot{K}_{xx}\,\dot{b}\right)}. \qquad (2.4а)$$

Z_2 является сопротивлением нагрузки усилителя и не может зависеть от его параметров. Следовательно, член знаменателя, изображающий сопротивление нагрузки, не должен содержать множитель $(1 - K_{xx}b)$, поэтому, поделив числитель и знаменатель на $1 - K_{xx}b$, получим

$$\dot{I}_2 = \frac{\dfrac{\dot{K}_{xx}}{1 - \dot{K}_{xx}\,\dot{b}} \cdot \dot{U}_1}{\dfrac{Z_{вых}}{1 - \dot{K}_{xx}\,\dot{b}} + Z_2}. \qquad (2.5)$$

Как видим, структура этого выражения (2.5) аналогична структуре выражения (2.1) и соответствует схеме замещения рис. 2.8, б. Следовательно,

$$\frac{\dot{K}_{xx}}{1 - \dot{K}_{xx}\,\dot{b}} = \dot{K}'_{xx}, \qquad (2.6)$$

$$\frac{Z_{вых}}{1 - \dot{K}_{xx}\,\dot{b}} = Z'_{вых}. \qquad (2.7)$$

Таким образом, выходное сопротивление усилителя, охваченного обратной связью по напряжению, определяется выражением (2.7), а его коэффициент передачи в режиме холостого хода, т.е. когда $Z_2 = \infty$, – выра-

жением (2.6). Коэффициент передачи K'_{xx} можно также называть коэффициентом передачи ненагруженного усилителя в том смысле, что при $Z_2 = \infty$, выходной ток $I_2 = 0$.

Если усилитель с обратной связью нагружен сопротивлением $Z_2 < \infty$, то выходное напряжение усилителя меньше эквивалентной ЭДС $K'_{xx}U_1$ на величину падения напряжения на выходном сопротивлении $I_2 Z_{вых}$. Поэтому усиление нагруженного усилителя меньше усиления при $Z_2 = \infty$, т.е.

$$\dot{K}' = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{\dot{K}'_{xx} \cdot Z_2}{Z'_{вых} + Z_2} = \frac{\dot{K}_{xx}}{1 - \dot{K}_{xx}\dot{b}} \cdot \frac{Z_2}{\dfrac{Z_{вых}}{1 - \dot{K}_{xx}\dot{b}} + Z_2} = \frac{\dot{K}_{xx} Z_2}{Z_{вых} + Z_2\left(1 - \dot{K}_{xx}\dot{b}\right)}. \quad (2.8)$$

Но, как видно их схемы рис.2.8, а,

$$\dot{K}_{xx} = \dot{K}\frac{Z_{вых} + Z_2}{Z_2}. \quad (2.9)$$

Тогда после преобразований получим

$$\dot{K}' = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}\dot{b}}. \quad (2.10)$$

Стоящая в знаменателе выражения (2.10) величина $1 - Kb$ называется возвратной разностью и характеризует изменение коэффициента усиления K за счет влияния обратной связи, как по абсолютному значению, так и в отношении угла сдвига фаз. Величина Kb, как было указано в 2.1, называется петлевым усилением, которое по существу и определяет свойства схемы с ОС. В самом деле,

$$\dot{K}\dot{b} = Ke^{j\varphi_K} be^{j\varphi_b} = Kbe^{j(\varphi_K + \varphi_b)}. \quad (2.11)$$

Здесь φ_K и φ_b – углы сдвига фазы, создаваемые усилителем и цепью обратной связи.

Абсолютная величина возвратной разности

$$A = \left|1 - \dot{K}\dot{b}\right| \quad (2.12)$$

называется **глубиной обратной связи** и определяет степень изменения коэффициента усиления усилителя, вызываемого действием обратной связи. Обычно эту величину выражают в децибелах как $A_{дБ} = 20\lg A$.

Рассмотрим влияние петлевого усиления Kb на характер действия обратной связи, имея в виду выражение (2.11).

Если суммарный фазовый сдвиг, создаваемый усилителем φ_K и цепью обратной связи φ_b равен нулю, т.е. $\varphi_K + \varphi_b = 0$, то из выражения (2.11) видно, что $Kb = Kbe^{j0} = Kb$, иными словами, имея в виду (2.10),

$$\dot{K}' = \frac{\dot{K}}{1 - Kb}, \quad \text{т.е.} \quad \dot{K}' > K. \qquad (2.13)$$

Этот частный случай соответствует чисто положительной обратной связи, при которой получается наибольшее увеличение коэффициента усиления при заданной величине Kb*).

Если $\varphi_K + \varphi_b = \pi$, то $Kb = Kbe^{j\pi} = -Kb$ и тогда, имея в виду (2.10)

$$\dot{K}' = \frac{\dot{K}}{1 + Kb}, \quad \text{т.е.} \quad \dot{K}' < K. \qquad (2.14)$$

Данный частный случай соответствует чисто отрицательной обратной связи, при которой получается наибольшее снижение коэффициента усиления при заданной величине Kb.

Рассмотренные случаи являются предельными и соответствуют наибольшему влиянию ОС на коэффициент усиления.

Имея в виду (2.7), для чисто отрицательной обратной связи по напряжению выражение для выходного сопротивления $Z'_{вых}$ будет иметь вид:

$$Z'_{вых} = \frac{Z_{вых}}{1 + K_{xx} b}, \qquad (2.15)$$

т.е. ООС по напряжению уменьшает выходное сопротивление в глубину связи раз A = 1+Kb.

Рассмотрим, как зависит глубина обратной связи A от сопротивления нагрузки Z_2, имея в виду (2.12) и (2.9).

$$A = \left|1 - \dot{K}\dot{b}\right| = \left|1 - \dot{K}_{xx} \frac{Z_2}{Z_{вых} + Z_2} \dot{b}\right|,$$

т.е. при $Z_2 = 0$ A = 1, что означает отсутствие ОС, т.к. напряжение U_{OC}, пропорциональное выходному напряжению U_2, равно нулю.

При $Z_2 = \infty$ $A = |1 - K_{xx}b|$, т.е. действие обратной связи на величину K получается наибольшим. Физически такая зависимость A от Z_2 объясняется тем, что в рассматриваемом случае напряжение ОС пропорционально выходному напряжению, которое достигает наибольшей величины в режиме холостого хода ($Z_2 = \infty$) и равно нулю в режиме короткого замыкания ($Z_2 = 0$).

Из сказанного вытекает следующий практический способ определения вида обратной связи: **если при замыкании накоротко выходных зажимов усилителя обратная связь исчезает, в усилителе применена обратная связь по напряжению**. Примером схемы, в которой есть отрицательная обратная связь по напряжению последовательного типа, является

*) Предполагается, что из соображений устойчивости Kb<1.

каскад при включении транзистора с общим коллектором или эмиттерный повторитель (рис. 2.9).

2.2.2. Обратная связь по току последовательного типа

На рис. 2.10 приведена структурная схема усилителя, охваченного последовательной обратной связью по току. Поскольку сопротивление $Z_{св}$, с которого снимается напряжение обратной связи $U_{ОС}$, пропорциональное выходному току, является общим как для выходной, так и входной цепи,

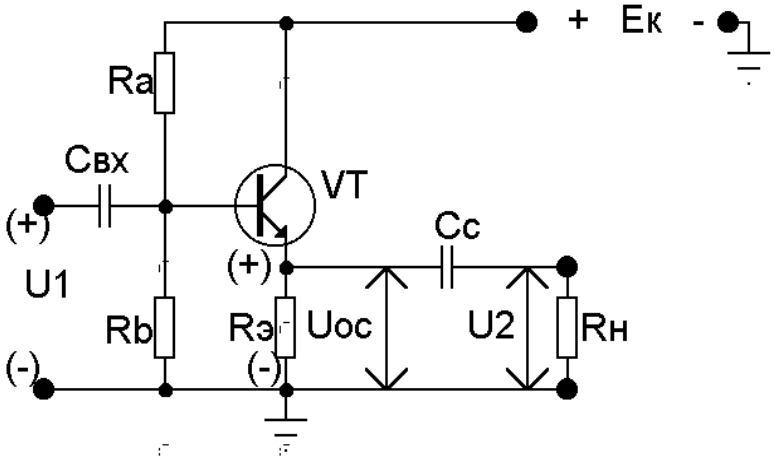


Рис. 2.9. Эмиттерный повторитель $\left(b = \frac{U_{ОС}}{U_2} = 1 \right)$

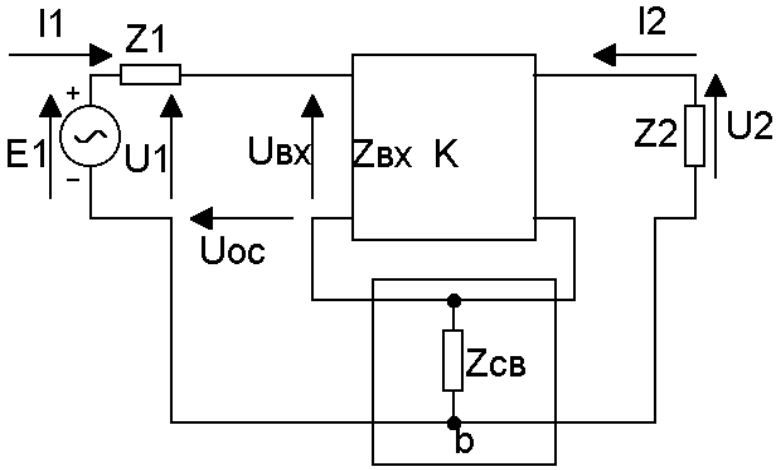


Рис. 2.10. Структурная схема обратной связи по току последовательного типа

необходимо выполнить условие $Z_{св} << Z_2$, $Z_{св} << Z_{вхК}$, $Z_{св} << Z_1$ с тем, чтобы $Z_{св}$ не оказывало заметного влияния в выходной и входной цепях.

Используя логику анализа схемы рис. 2.10, аналогичную той, что приведена в пункте 2.2.1, изобразим две схемы замещения выходной цепи:

а) по отношению к напряжению на входе $U_{вх}$;

б) по отношению к напряжению U_1 с учетом обратной связи.

Эти схемы приведены на рис. 2.11.

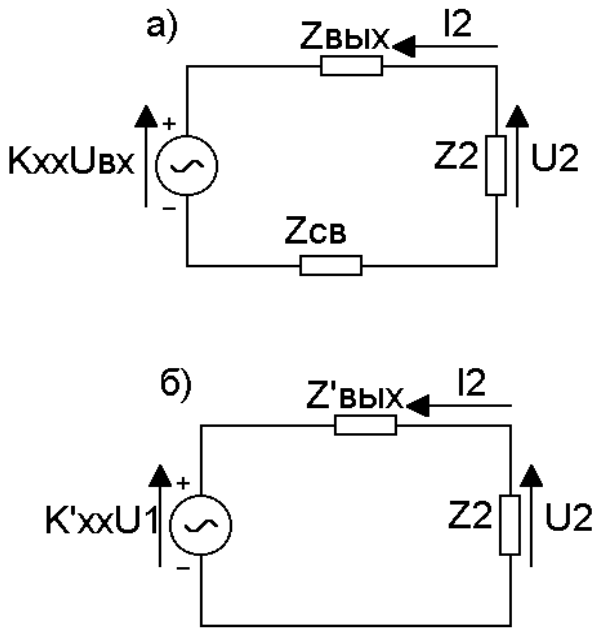


Рис. 2.11. Схемы замещения выходной цепи при ОС по току последовательного типа: по отношению к $U_{вх}$ (а); по отношению к U_1 (б)

Следуя методу, применявшемуся в пункте 2.2.1, определим выходной ток как

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{K}_{xx} \cdot \dot{U}_{вх}}{Z_{вых} + Z_2 + Z_{св}} = \frac{\dot{K}_{xx}\left(\dot{U}_1 + \dot{U}_{OC}\right)}{Z_{вых} + Z_2 + Z_{св}}. \qquad (2.16)$$

Как видно из схемы замещения (рис. 2.11, а), $U_{OC} = I_2 Z_{св}$. Тогда

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{K}_{xx}\left(\dot{U}_1 + \dot{I}_2 Z_{св}\right)}{Z_{вых} + Z_2 + Z_{св}}. \qquad (2.17)$$

Решая полученное уравнение относительно I_2, имеем

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{K}_{xx} \cdot \dot{U}_1}{Z_{вых} + Z_2 + Z_{св}\left(1 - \dot{K}_{xx}\right)}. \qquad (2.18)$$

В выражении (2.18) коэффициент при Z_2 равен единице. Следовательно, остальная часть знаменателя представляет собой выходное сопротивление усилителя с обратной связью по току, т.е.

$$Z'_{вых} = Z_{вых} + Z_{св}(1 - K_{xx}). \qquad (2.19)$$

Коэффициент усиления собственно усилителя не изменяется при введении связи по току, т.е. $K'_{xx} = K_{xx}$.

Аналогично выражению (2.8) напишем формулу для коэффициента усиления нагруженного усилителя

$$\dot{K}' = \dot{K}'_{xx}\frac{Z_2}{Z'_{вых} + Z_2} = \dot{K}'_{xx}\frac{Z_2}{Z_{вых} + Z_2 + Z_{св}\left(1 - \dot{K}_{xx}\right)}. \qquad (2.20)$$

Подставляя в (2.20) выражение для K_{xx}, полученное аналогично (2.9), имеем

$$\dot{K}_{xx} = \dot{K}\frac{Z_{вых} + Z_2 + Z_{св}}{Z_2} \qquad \text{и тогда}$$

$$\dot{K}' = \frac{\dot{K}\dfrac{Z_{вых} + Z_2 + Z_{св}}{Z_2}Z_2}{Z_{вых} + Z_2 + Z_{св} - \dot{K}\dfrac{Z_{вых} + Z_2 + Z_{св}}{Z_2}Z_{св}}. \qquad (2.21)$$

Поделив числитель и знаменатель выражения (2.21) на $Z_{вых} + Z_2 + Z_{св}$, получим

$$\dot{K}' = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}\dot{b}}, \qquad (2.22)$$

где коэффициент обратной связи $\dot{b} = \dfrac{Z_{св}}{Z_2}$.

Таким образом, коэффициент передачи по напряжению при наличии обратной связи по току последовательного типа оказывается таким же, как и при наличии обратной связи по напряжению последовательного типа.

Как видно из (2.19) отрицательная обратная связь по току (если связь отрицательная, то перед K_{xx} будет знак +) в противоположность отрицательной обратной связи по напряжению (см. выражение (2.15)) увеличивает выходное сопротивление усилителя.

Зависимость глубины обратной связи А от сопротивления нагрузки Z_2 как и в пункте 2.2.1, проанализируем для двух режимов: короткого замыкания и холостого хода в цепи нагрузки.

$$A = \left|1 - \dot{K}\dot{b}\right| = \left|1 - \dot{K}_{xx}\frac{Z_2}{Z_{вых} + Z_2 + Z_{св}}\frac{Z_{св}}{Z_2}\right| = \left|1 - \dot{K}_{xx}\frac{Z_{св}}{Z_{вых} + Z_2 + Z_{св}}\right|,$$

если $Z_2 = 0$, то $A = \left|1 - \dot{K}_{xx}\dfrac{Z_{св}}{Z_{вых} + Z_{св}}\right|$, имеет наименьшую величину для ПОС и наибольшую для ООС.

При $Z = \infty$ $A = 1$, т.к. $I_2 = 0$ и $U_{OC} = 0$, т.е. ОС отсутствует.

Если при размыкании выходных зажимов усилителя обратная связь исчезает (U_{OC} = 0), значит в усилителе применена ОС по току. На рис. 2.12 дан пример схемы усилительного каскада, в котором имеет место отрицательная обратная связь по переменному току, которая образуется за счет того, что резистор в цепи эмиттера ($R_э$) не шунтируется емкостью и на нем создается падение напряжения (U_{OC}), пропорциональное выходному току, т.е. току коллектора.

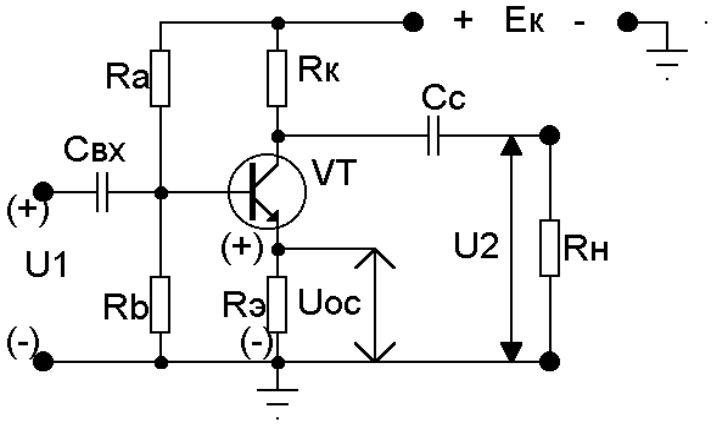


Рис. 2.12. Пример схемы с отрицательной обратной связью по то-

2.2.3. Обратная связь по напряжению параллельного типа

На рис. 2.13 изображена структурная схема обратной связи по напряжению параллельного типа.

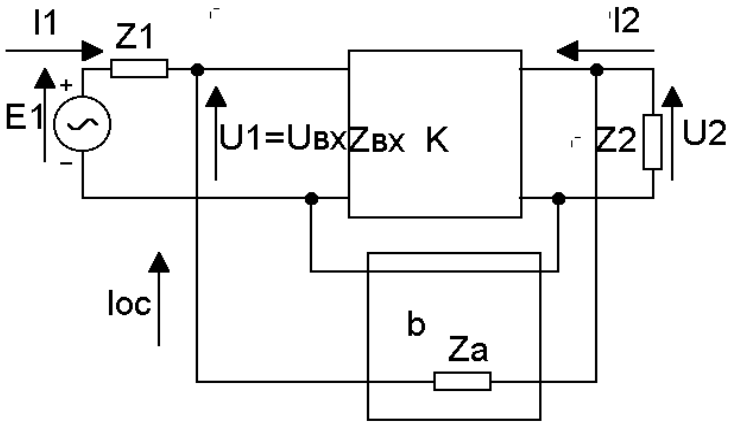


Рис. 2.13. Обратная связь по напряжению параллельного типа.

Как видно из рис. 2.13 цепь обратной связи b представлена резистором Z_A. При этом необходимо, чтобы собственное входное сопротивление усилителя $Z_{вх} >> Z_A$. Как видно из рис. 2.13, $U_1 = U_{вх}$, которое получается как падение напряжения, создаваемое токами I_1 и I_{OC} на сопротивлении $Z_{вх}$.

Результирующий ток $I_{вх}$ и напряжение $U_{вх}$ могут быть найдены методом суперпозиции, который справедлив в том случае, когда генераторы E_1 и U_2 взаимно независимы. В данном случае эти эквивалентные генераторы можно считать взаимно независимыми в том смысле, что U_2 появляется за счет местного источника питания. Таким образом, эквивалентная схема, позволяющая произвести анализ методом суперпозиции, будет иметь вид (рис. 2.14).

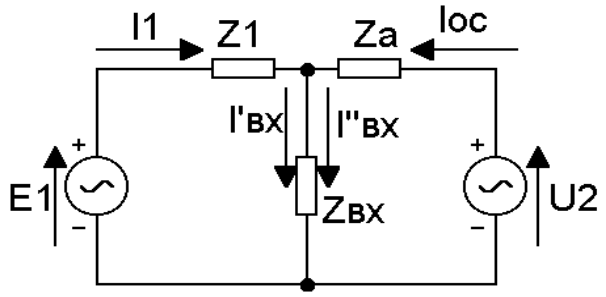


Рис. 2.14. Эквивалентная схема для анализа обратной связи

Определим сначала ток I_1, считая U_2 равным 0

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{E}_1}{Z_1 + \dfrac{Z_{вх} Z_A}{Z_{вх} + Z_A}}. \qquad (2.23)$$

Отношение токов определим как

$$\frac{\dot{I}'_{вх}}{\dot{I}_1} = \frac{\dfrac{Z_{вх} Z_A}{Z_{вх} + Z_A}}{Z_{вх}} = \frac{Z_A}{Z_{вх} + Z_A}. \qquad (2.24)$$

Найдем теперь ток I_{OC}, считая $E_1 = 0$

$$\dot{I}_{OC} = \frac{\dot{U}_2}{Z_A + \dfrac{Z_{вх} Z_1}{Z_{вх} + Z_1}}. \qquad (2.25)$$

Отношение токов $I''_{вх}$ и I_{OC} определим аналогично предыдущему (2.24) как

$$\frac{\dot{I}''_{вх}}{\dot{I}_{OC}} = \frac{\dfrac{Z_{вх} Z_1}{Z_{вх} + Z_1}}{Z_{вх}} = \frac{Z_1}{Z_{вх} + Z_1}. \qquad (2.26)$$

Входной ток $I_{вх}$ (рис.2.14) равен сумме токов $I'_{вх}$ и $I''_{вх}$, т.е. $I_{вх} = I'_{вх} + I''_{вх}$, а входное напряжение

$$U_{вх} = I_{вх} Z_{вх}. \qquad (2.27)$$

Подставив значения токов $I'_{вх}$ и $I''_{вх}$, найденные из (2.24) и (2.26), в выражение (2.27) и произведя соответствующие преобразования, получим

$$\dot{U}_{вх} = \frac{Z_A Z_{вх}}{Z_{вх}Z_1 + Z_A Z_1 + Z_{вх}Z_A}\dot{E}_1 + \frac{Z_{вх}Z_1}{Z_{вх}Z_1 + Z_A Z_1 + Z_{вх}Z_A}\dot{U}_2 = \qquad (2.28)$$

$$= \dot{\alpha}\dot{E}_1 + \dot{b}\dot{U}_2 = \dot{U}_1 + \dot{U}_{OC}.$$

В данном случае U_1 и U_{OC} – составляющие падения напряжения в одном и том же сопротивлении $Z_{вх}$, т.к. в этом сопротивлении происходит сложение токов.

Проверим, что $\dot{\alpha} = \dfrac{\dot{U}_1}{\dot{E}_1}$, а $\dot{b} = \dfrac{\dot{U}_{OC}}{\dot{U}_2}$.

Действительно, непосредственно из схемы (рис. 2.14) видно, что

$$\frac{\dot{U}_1}{\dot{E}_1} = \frac{\dfrac{Z_{вх}Z_A}{Z_{вх} + Z_A}}{\dfrac{Z_{вх}Z_A}{Z_{вх} + Z_A} + Z_1} = \frac{Z_{вх}Z_A}{Z_1 Z_{вх} + Z_1 Z_A + Z_A Z_{вх}} = \dot{\alpha}.$$

$$\frac{\dot{U}_{OC}}{\dot{U}_2} = \frac{\dfrac{Z_{вх}Z_1}{Z_{вх} + Z_1}}{\dfrac{Z_{вх}Z_1}{Z_{вх} + Z_1} + Z_A} = \frac{Z_{вх}Z_1}{Z_1 Z_{вх} + Z_1 Z_A + Z_A Z_{вх}} = \dot{b}. \qquad (2.29)$$

Таким образом, коэффициент обратной связи b при параллельном введении обратной связи зависит от Z_1. Это является существенным недостатком параллельной обратной связи, т.к. при замене транзисторов или ламп в каскаде, предшествующем петле обратной связи, а также при возбуждении усилителя с ОС от различных источников, изменяется глубина параллельной обратной связи, а значит и усиление всей системы.

В связи с тем, что при параллельном введении обратной связи при $Z_1 = 0$ $b = 0$ (2.29), т.е. обратная связь отсутствует, следует определять не коэффициент усиления по отношению к U_1 (K'_U), а коэффициент усиления по отношению к ЭДС источника (K'_E), приняв за исходную величину сквозной коэффициент передачи усилителя K_E.

Под эквивалентными параметрами выходной цепи следует понимать K'_{Exx} и $Z'_{выхU}$, где $Z'_{вых}$ – выходное сопротивление, определенное с учетом $Z_1 \neq 0$.

Используя анализ, аналогичный тому, который был проделан в пункте 2.2.1, найдем параметры выходной цепи

$$\dot{K}'_{Exx} = \frac{\dot{K}_{Exx}}{1 - \dot{K}_{Uxx}\,\dot{b}} \qquad (2.30)$$

и

$$Z'_{выхU} = \frac{Z_{выхU}}{1 - \dot{K}_{Uxx}\,\dot{b}}. \qquad (2.31)$$

Сквозной коэффициент передачи нагруженного усилителя при наличии обратной связи по напряжению параллельного типа выразится как

$$\dot{K}'_{E} = \frac{\dot{K}_{E}}{1 - \dot{K}_{U}\,\dot{b}}. \qquad (2.32)$$

Для чисто отрицательной обратной связи, учитывая (2.11) и (2.14),

$$\dot{K}'_{E} = \frac{\dot{K}_{E}}{1 + \dot{K}_{U}\,\dot{b}}. \qquad (2.33)$$

Механизм изменения сквозного коэффициента передачи K'_E за счет влияния обратной связи состоит в том, что при неизменном E_1 происходит изменение напряжения $U_1 = U_{вх}$, которое при отрицательной обратной связи уменьшается, а при положительной обратной связи увеличивается.

Зависимость глубины обратной связи A от сопротивления нагрузки Z_2 получается такой же, как и в случае обратной связи по напряжению последовательного типа. На рис. 2.15 приведен конкретный пример схемы, в которой имеет место ООС по напряжению параллельного типа за счет того, что с выхода (резистор R_K) через R_A часть напряжения подается на вход в противофазе с входным сигналом.

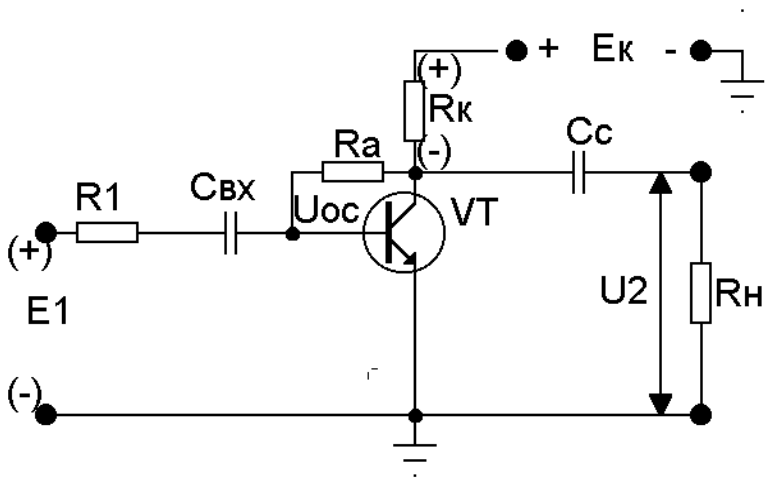


Рис. 2.15. Отрицательная обратная связь по напряжению параллельного типа

2.2.4. Эквивалентное входное сопротивление усилителя с обратной связью

Последовательное введение обратной связи

Как видно из рис. 2.4, а, где приведена структурная схема последовательного введения ОС, входное сопротивление может быть выражено как

$$Z'_{вх} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}, \qquad (2.34)$$

причем,

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_{вх}}{Z_{вх}}. \qquad (2.35)$$

Как известно, $U_{вх}=U_1+U_{ОС}=U_1+bU_2=U_1+KbU_{вх}$. (2.36)

Решая (2.36) относительно U_1, имеем $U_1=U_{вх}(1 - Kb)$. (2.37)
Следовательно, имея в виду (2.34) и (2.35)

$$Z'_{вх} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = \frac{\dot{U}_{вх}\left(1-\dot{K}\,\dot{b}\right)}{\dot{U}_{вх}} Z_{вх},$$

т.е. входное сопротивление при наличии обратной связи последовательного типа

$$Z'_{вх} = Z_{вх}\left(1-\dot{K}\,\dot{b}\right). \qquad (2.38)$$

Для чисто отрицательной ОС, имея в виду (2.14),

$$Z'_{вх} = Z_{вх}\left(1+Kb\right), \qquad (2.39)$$

т.е. при последовательном введении ООС входное сопротивление усилителя возрастает в глубину связи раз ($A = 1 + Kb$), т.к. при том же токе I_1 напряжение U_1 в $(1 + Kb)$ раз больше напряжения $U_{вх}$. В этом заключается одно из преимуществ последовательного введения ООС.

Параллельное введение ОС.

На рис. 2.16 приведена схема параллельного введения ОС. Цепь обратной связи представлена резистором Z_A. Условие $Z_{вх} >> Z_A$ должно соблюдаться. Проделав анализ схемы рис. 2.16, аналогичный тому, что производился в пункте 2.2.3, получим общее выражение для входного сопротивления при параллельном введении ОС, а именно

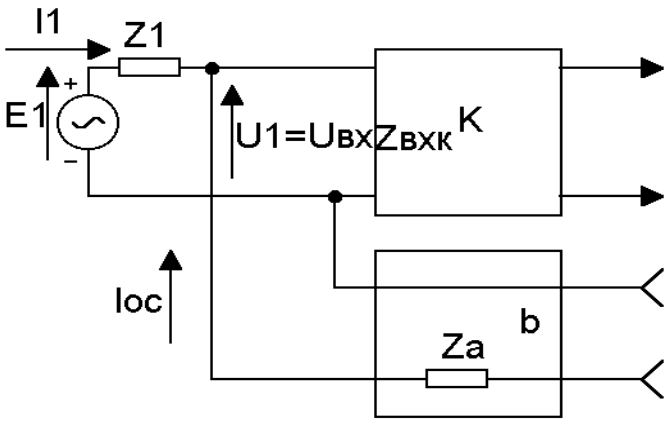


Рис. 2.16. Параллельное введение ОС

$$Z'_{вх} = \frac{Z_A + Z_1 \dot{K}_E}{Z_A + Z_{вх}\left(1 - \dot{K}_E\right)} Z_{вх} \quad . \qquad (2.40)$$

Интерес представляют частные случаи, которые, как правило, встречаются на практике.

1. При $Z_1 K_E << Z_A$, $Z_1 << \frac{Z_A}{\dot{K}_E}$, т.е. $Z_1 << Z_A$, но при малом $Z_1 K_E \approx K_U$ и тогда

$$Z'_{вх} = \frac{Z_A Z_{вх}}{Z_A + Z_{вх}\left(1 - \dot{K}_U\right)} Z_{вх} \quad . \qquad (2.41)$$

2. При чисто отрицательной ОС и активном характере сопротивлений

$$R'_{вх} = \frac{R_A R_{вх}}{R_A + R_{вх}\left(1 + K_U\right)} = \frac{\frac{R_A}{1 + K_U} \cdot R_{вх}}{\frac{R_A}{1 + K_U} + R_{вх}} \quad . \qquad (2.42)$$

Структура выражения (2.42) представляет собой эквивалентное сопротивление двух параллельно включенных сопротивлений, т.е. параллельно $R_{вх}$ оказывается подключенным $\frac{R_A}{1 + K_U}$, что приводит к общему уменьшению входного сопротивления при наличии ООС параллельного типа. Уменьшение входного сопротивления является существенным недостатком параллельного введения обратной связи.

3. При $R_{вх} = \infty$, выражение (2.42) примет вид

$$R'_{вх} = \frac{R_A}{1 + K_U} \quad , \qquad (2.43)$$

т.е. входное сопротивление зависит только от внешнего резистора R_A и коэффициента усиления.

В таблице 2.1 приведены эквивалентные параметры усилителя с ООС различных видов, которые могут быть использованы для инженерных расчетов.

Таблица 2.1

Эквивалентные параметры усилителя
с отрицательной обратной связью различных видов

ООС по напряжению последовательного типа. $b = \frac{R_b}{R_b + R_A} = const$	$R'_{вых} = \frac{R_{вых}}{1 + K_{Uxx} b}$; $K'_U = \frac{K_U}{1 + K_U b}$; $R'_{вх} = R_{вх}(1 + K_U b)$; $A = 1+K_U b$ – не зависит от R_1.
ООС по току последовательного типа. $b = \frac{R_{св}}{R_2} = const$	$R'_{вых} = R_{вых} + R_{св}(1+K_{Uxx})$; $K'_U = \frac{K_U}{1 + K_U b}$; $R'_{вх} = R_{вх}(1+K_U b)$; $A = 1+K_U b$ – не зависит от R_1.
ООС по напряжению параллельного типа. $b = \frac{R_1 R_{вх}}{R_1 R_{вх} + R_1 R_A + R_A R_{вх}} = const$	$R'_{вых} = \frac{R_{вых}}{1 + K_{Uxx} b}$; $K'_E = \frac{K_E}{1 + K_U b}$; $R'_{вх} = \frac{R_{вх} \cdot \frac{R_A}{1 + K_U}}{R_{вх} + \frac{R_A}{1 + K_U}}$; $A = 1+K_U b$ – зависит от R_1

2.3. Стабилизирующее действие отрицательной обратной связи

Рассмотрим влияние ОС по напряжению на изменение коэффициента усиления по напряжению K, считая связь чисто отрицательной ($\varphi_K + \varphi_b = \pi$), величину K – вещественной, а величину b – вещественной и постоянной. При этих условиях

$$K' = \frac{K}{1 + Kb}; \qquad \frac{dK'}{dK} = \frac{1}{(1 + Kb)^2}$$

или, так как

$$\frac{K}{1 + Kb} = \frac{K'}{K}, \qquad \text{то} \qquad \frac{dK'}{dK} = \frac{K'}{K} \cdot \frac{1}{1 + Kb}.$$

Отсюда получаем

$$\frac{dK'}{K'} = \frac{dK}{K} \cdot \frac{1}{1+Kb} = \frac{dK}{K} \cdot \frac{1}{A} \ . \qquad (2.44)$$

Множитель $\frac{dK}{K}$ в выражении (2.44) представляет собой относительное изменение коэффициента усиления. Как видно из (2.44) отрицательная обратная связь по напряжению уменьшает относительное изменение коэффициента усиления, вызванное какими-либо дестабилизирующими факторами, в глубину связи раз A = 1 + Kb.

Физически стабилизирующее действие ООС объясняется изменениями глубины обратной связи A, вызываемыми изменениями коэффициента усиления K. Так, при уменьшении сопротивления нагрузки Z_2 уменьшается K, что приводит к уменьшению глубины ОС – A, а это ведет к уменьшению снижения K.

2.4. Устойчивость усилителей с обратной связью

Из выражения $\dot{K}' = \frac{\dot{K}}{1 - \dot{K}\dot{b}}$ (2.10), определяющего коэффициент усиления линейной системы с обратной связью в установившемся режиме, следует: при значении петлевого усиления Kb = 1 коэффициент усиления системы становится бесконечно большим. При этом ничтожно малое входное напряжение частоты, для которой Kb = 1, должно привести к появлению на выходе бесконечно большого напряжения этой частоты. В действительности выходное напряжение не будет бесконечно большим, ограничиваясь амплитудной характеристикой системы.

Так как на входе любой системы имеется напряжение тепловых и других шумов с непрерывным частотным спектром, то на выходе системы с Kb = 1 даже при отсутствии входного сигнала появляются электрические колебания частоты, для которой петлевое усиление равно единице. Это явление называют **самовозбуждением системы**.

Самовозбудившаяся система не может усиливать подаваемые на ее вход электрические сигналы, т.к. она оказывается загруженной собственными колебаниями. Поэтому для усилительных устройств самовозбуждение недопустимо, и его предотвращение является одной из основных задач проектирования усилителей с обратной связью.

Устойчивой в отношении самовозбуждения усилительной системой считают такую, которая не может самовозбудиться в эксплуатационных условиях. Ввиду того, что в эксплуатационных условиях коэффициент усиления усилителя и его частотно-фазовая характеристика могут изменяться, для обеспечения устойчивости системы необходимо иметь запас как по модулю вектора Kb, так и по его фазе.

В усилительных устройствах с отрицательной обратной связью введение сколь угодно глубокой обратной связи казалось бы не может вызвать самовозбуждения, т.к. при этом знаменатель выражения (2.10) положителен и превышает единицу. Однако при дополнительном фазовом сдвиге цепи Kb на $\pm\pi$ (в этом случае суммарный сдвиг составит либо 2π либо 0) отрицательная обратная связь превращается в положительную и, если при этом Kb = 1, устройство самовозбуждается.

Ввиду того, что дополнительный фазовый сдвиг цепи Kb достигает π обычно за пределами рабочей полосы частот, самовозбуждение усилителя с ООС обычно имеет место на очень низких или очень высоких частотах, выходящих за пределы рабочей полосы частот.

Расчет устойчивости выполняется на основе так называемых **критериев устойчивости**. Наиболее удобным для расчета устойчивости усилителей является **критерий Найквиста**.

Критерий Найквиста для однопетлевой обратной связи формируется так. Если полярная диаграмма вектора Kb, представляющая собой геометрическое место точек, соответствующих перемещению конца этого вектора при изменении частоты от 0 до ∞, не охватывает критической точки с координатами (+1;j0), то система устойчива. Если указанная точка находится внутри контура полярной диаграммы, то система неустойчива, и возникает генерация. Контур полярной диаграммы называют также **годографом вектора Kb**.

На рис. 2.17, а точка с координатами (1;0) лежит внутри годографа вектора Kb для диапазона частот от 0 до ∞, и поэтому система неустойчива, т.к. для частоты, соответствующей пересечению годографа с горизонтальной осью правее точки (1;0), произведение Kb вещественно и превышает единицу, а, следовательно, для этой частоты выполняется условие самовозбуждения.

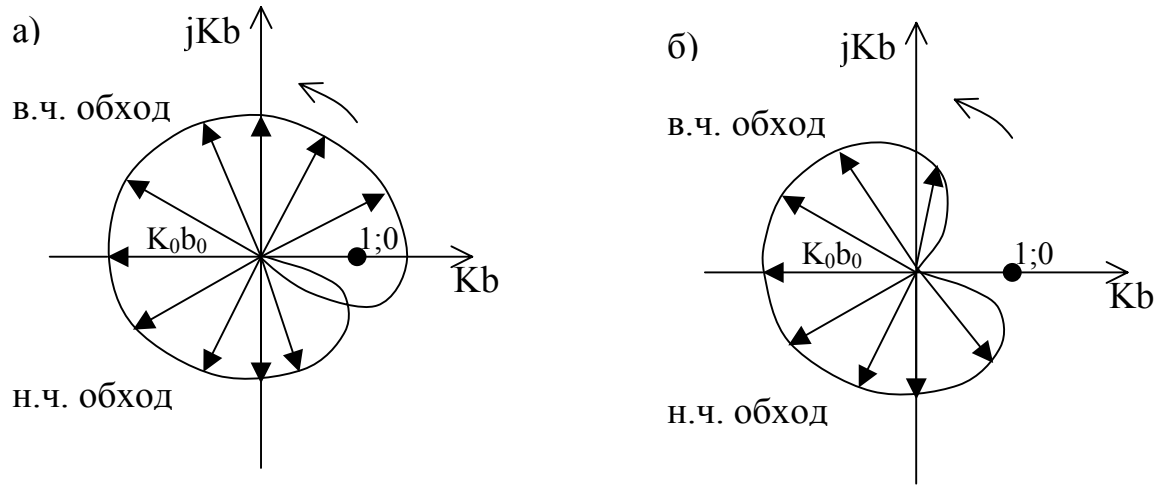


Рис. 2.17. Полярная диаграмма вектора Kb

Как видно из рис. 2.17б, точка с координатами (1;0) лежит вне указанного годографа, а значит система с ОС устойчива, т.к. частота, для которой выполняется условие самовозбуждения, не существует.

Получение устойчивой работы усилителя с отрицательной обратной связью встречает тем большие трудности, чем больше глубина обратной связи $A_0 = 1 + K_0 b_0$ и чем большее число каскадов ею охватывается. Это объясняется тем, что при большой величине глубины обратной связи на средней частоте A_0 для создания необходимых запасов устойчивости по усилению требуется большая крутизна его спадания, приводящая к резкому изменению $(\varphi_K + \varphi_b)$. В то же время необходимые запасы устойчивости по мере увеличения числа каскадов, естественно, возрастают.

Контрольные вопросы

1. Что такое ОС?
2. Как классифицируется ОС?
3. Когда образуется ОС по напряжению?
4. В каком случае возникает ОС по току?
5. Что такое последовательная ОС?
6. Что такое параллельная ОС?
7. Как влияет на свойства усилителей с ОС петлевое усиление?
8. Что такое чисто отрицательная ОС?
9. Что такое чисто положительная ОС?
10. Как влияет на выходное сопротивление ООС по напряжению последовательного типа?
11. Как влияет на коэффициент передачи ООС по напряжению?
12. Как влияет на выходное сопротивление ООС по току?
13. Как влияет на выходное сопротивление ООС по напряжению параллельного типа?
14. Почему при наличии ОС параллельного типа необходимо учитывать сквозной коэффициент передачи?
15. Как влияет на входное сопротивление ОС последовательного типа?
16. Как влияет на входное сопротивление ОС параллельного типа?
17. За счет чего ООС по напряжению стабилизирует коэффициент усиления?
18. Что называется самовозбуждением?
19. Почему усилители с ООС могут возбуждаться?
20. В чем смысл критерия устойчивости Найквиста?

3. Транзисторный усилительный каскад

3.1. Постановка задачи и упрощающие предположения

Для исследования и расчета усилителей целесообразно использовать общие методы анализа электрических цепей. Поэтому необходимо найти схему замещения усилительного элемента (в рассматриваемом случае транзистора), позволяющую представить его со стороны выхода как генератор переменной ЭДС (или тока), а со стороны входа как сопротивление (или проводимость), нагружающее источник сигнала. Имея подробную схему замещения усилительного элемента, нетрудно перейти к схеме замещения соответствующего усилительного каскада, для расчета которого могут быть применены обычные исследования электрических цепей (символический метод, метод векторных диаграмм, метод четырехполюсников и т.д.) [1].

При рассмотрении работы транзистора в линейном установившемся режиме целью исследования является определение коэффициентов передачи каскада по току и напряжению (K_I и K_U), его коэффициента усиления по мощности (K_P), а также входного и выходного сопротивлений каскада ($Z_{вх}$ и $Z_{вых}$). Перечисленные величины должны быть определены в пределах рабочего диапазона частот усилителя.

Переходя к указанному исследованию, сделаем следующие предположения:

1. К электродам транзистора подведены необходимые питающие напряжения, обеспечивающие линейный режим работы;
2. Транзистор возбуждается синусоидально изменяющимся напряжением (током) определенной амплитуды и частоты, т.е. установившимися гармоническими колебаниями;
3. Транзистор используется в пределах линейных участков его характеристик (область малых сигналов).
4. Внутреннее сопротивление цепей питания транзистора для переменного тока практически равно нулю.

3.2. Схемы включения транзистора и их обобщение

В зависимости от способов подключения источника сигналов и сопротивления нагрузки возможны следующие схемы включения транзистора:

а) схема с общей базой ОБ (рис. 3.1, а);

б) схема с общим эмиттером ОЭ (рис. 3.1, б);

в) схема с общим коллектором ОК (рис. 3.1, в).

При этом общим электродом является тот, потенциал которого по переменному току равен потенциалу общей точки схемы (точка О на рис. 3.1, в которой соединяются цепи базы, эмиттера и коллектора).

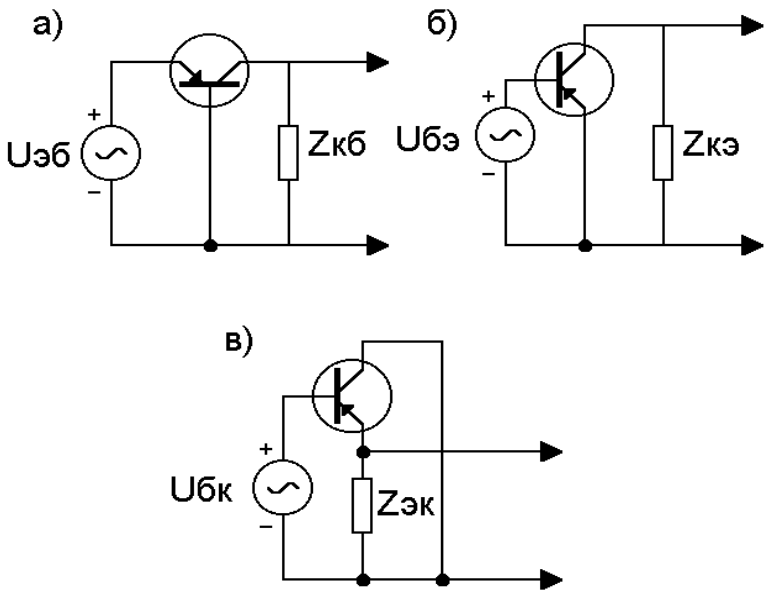


Рис.3.1. Схемы включения транзистора: а-с ОБ; б-с ОЭ; в-с ОК

Для придания определенности потенциалам различных точек схемы ее общая точка часто заземляется. В этом случае потенциал общей точки может считаться практически равным нулю.

При любой схеме включения транзистора между выходной цепью каскада, содержащей нагрузку, и его входной цепью, содержащей напряжение сигнала, на всех частотах (вплоть до частоты $\omega = 0$) существует сильная внутренняя обратная связь. Ввиду этого раздельное рассмотрение указанных цепей невозможно, и транзистор необходимо представлять в виде некоторого четырехполюсника, осуществляющего усиление в прямом направлении при наличии связи между его цепями в обратном направлении.

В соответствии с этим обобщенная схема каскада будет иметь вид, изображенный на рис. 3.2. Здесь А – четырехполюсник, замещающий транзистор при любой схеме его включения; E_1 и Z_1 – ЭДС и внутреннее сопротивление источника сигнала; Z_2 – сопротивление нагрузки каскада.

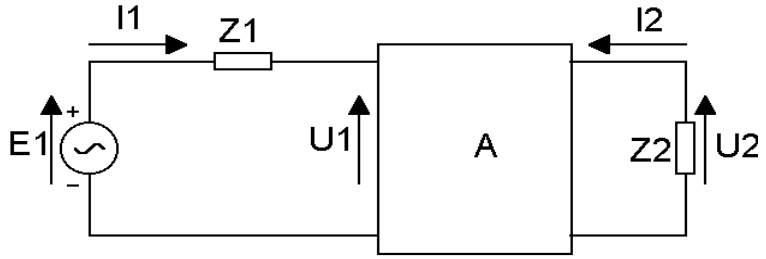


Рис.3.2. Обобщенная схема транзисторного каскада

Очевидно, что четырехполюсник А является **активным**, так как он содержит источник энергии питания транзистора. Точнее, он представляет собой **зависимо-активный** четырехполюсник, поскольку действие источника питания, выражающееся в появлении на выходе усиленной мощности сигнала, проявляется лишь при наличии на входе напряжения сигнала U_1. В соответствии со сделанным ранее предположением об использовании транзистора в пределах линейных участков характеристик четырехполюсник А может считаться **линейным**.

Известно, что поведение четырехполюсника характеризуется двумя уравнениями, связывающими величины U_1, I_1, U_2, I_2 (рис.3.2), т.е. входные и выходные напряжения и токи. При этом какие-либо две из перечисленных величин выражаются (каждая) через две другие величины посредством входящих в уравнение параметров четырехполюсника.

Число возможных вариантов попарного выбора величин, являющихся в уравнениях функциями двух других, и, следовательно, возможное число систем уравнений равно шести. Однако для исследования и расчета схем, содержащих электронные приборы, применяются обычно системы уравнений с Z, y или h параметрами. В системе уравнений с Z параметрами напряжения U_1 и U_2 определяются (каждое) через токи I_1 и I_2. Соответствующие уравнения четырехполюсника можно получить, если рассматривать бесконечно малые приращения напряжений du_1 и du_2 как полные дифференциальные функции двух переменных i_1 и i_2, что дает

$$du_1 = \frac{du_1}{di_1} di_1 + \frac{du_1}{di_2} di_2 \quad ; \qquad du_2 = \frac{du_2}{di_1} di_1 + \frac{du_2}{di_2} di_2 \ .$$

Входящие в эти уравнения частные производные представляют собой **параметры четырехполюсника**. Так как по условию четырехполюсник является линейным, его параметры – величины постоянные. Поскольку все они представляют собой отношение приращения напряжения к приращению тока, очевидно, что параметры четырехполюсника имеют в рассматриваемом случае размерность сопротивления.

Обозначим $\frac{du_1}{di_1} = Z_{11}; \quad \frac{du_1}{di_2} = Z_{12}; \quad \frac{du_2}{di_1} = Z_{21}; \quad \frac{du_2}{di_2} = Z_{22}$,

Считая, что входное напряжение изменяется по гармоническому закону, и переходя к конечным приращениям (комплексам амплитуд) токов и напряжений в пределах линейности характеристик транзистора, получаем искомые уравнения четырехполюсника:

$$\dot{U}_1 = Z_{11}\dot{I}_1 + Z_{12}\dot{I}_2; \qquad (3.1а)$$

$$\dot{U}_2 = Z_{21}\dot{I}_1 + Z_{22}\dot{I}_2 \ . \qquad (3.1б)$$

Параметры четырехполюсника Z_{11}, Z_{12}, Z_{21} и Z_{22}, определяемые из уравнений (3.1) при размыкании входной или выходной цепей, имеют следующий физический смысл:

$$Z_{11} = \left(\frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}\right)_{\dot{I}_2=0}$$ – входное сопротивление четырехполюсника при разомкнутой выходной цепи;

$$Z_{22} = \left(\frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2}\right)_{\dot{I}_1=0}$$ – выходное сопротивление четырехполюсника при разомкнутой входной цепи;

$$Z_{21} = \left(\frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_1}\right)_{\dot{I}_2=0}$$ – сопротивление усиления, характеризующее влияние входного тока на выходное напряжение при разомкнутой выходной цепи;

$$Z_{12} = \left(\frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_2}\right)_{\dot{I}_1=0}$$ – сопротивление внутренней обратной связи, характеризующее влияние выходного тока на входное напряжение при разомкнутой входной цепи.

Принимая в качестве независимых переменных напряжения U_1 и U_2 и определяя через них токи I_1 и I_2, можно аналогичным образом получить систему уравнений четырехполюсника с y – параметрами

$$\dot{I}_1 = y_{11}\dot{U}_1 + y_{12}\dot{U}_2 \quad ; \qquad (3.2а)$$

$$\dot{I}_2 = y_{21}\dot{U}_1 + y_{22}\dot{U}_2 \quad . \qquad (3.2б)$$

Здесь параметры четырехполюсника y_{11}, y_{12}, y_{21} и y_{22} имеют размерность проводимостей, определяются из уравнений (3.2) при коротком замыкании входной или выходной цепей и имеют следующий физический смысл:

$$y_{11} = \left(\frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_1}\right)_{\dot{U}_2=0}$$ – входная проводимость четырехполюсника при короткозамкнутой выходной цепи;

$$y_{22} = \left(\frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2}\right)_{\dot{U}_1=0}$$ – выходная проводимость четырехполюсника при короткозамкнутой входной цепи;

$$y_{21} = \left(\frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_1}\right)_{\dot{U}_2=0}$$ – проводимость усиления, характеризующая влияние входного напряжения на выходной ток при короткозамкнутой выходной цепи;

$$y_{12} = \left(\frac{\dot{I}_1}{\dot{U}_2}\right)_{\dot{U}_1=0}$$ – проводимость внутренней обратной связи, характеризующая влияние выходного напряжения на входной ток при короткозамкнутой входной цепи.

Принимая в качестве независимых переменных величины I_1 и U_2 и определяя через них U_1 и I_2, можно таким же образом получить систему уравнений с h – параметрами

$$\dot{U}_1 = h_{11}\dot{I}_1 + h_{12}\dot{U}_2 \quad ; \qquad (3.3а)$$

$$\dot{I}_2 = h_{21}\dot{I}_1 + h_{22}\dot{U}_2 \quad . \qquad (3.3б)$$

Параметры четырехполюсника h_{11}, h_{12}, h_{21} и h_{22}, определяются из уравнений (3.3) при размыкании или коротком замыкании входной и выходной цепей и имеют следующий физический смысл:

$h_{11} = \left(\dfrac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}\right)_{\dot{U}_2=0}$ – входное сопротивление четырехполюсника при короткозамкнутой выходной цепи;

$h_{22} = \left(\dfrac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2}\right)_{\dot{I}_1=0}$ – выходная проводимость четырехполюсника при разомкнутой входной цепи;

$h_{21} = \left(\dfrac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1}\right)_{\dot{U}_2=0}$ – коэффициент передачи по току четырехполюсника при короткозамкнутой выходной цепи;

$h_{12} = \left(\dfrac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2}\right)_{\dot{I}_1=0}$ – коэффициент внутренней обратной связи четырехполюсника при разомкнутой входной цепи.

Из приведенных значений h – параметров видно, что параметр h_{11} имеет размерность сопротивления, параметр h_{22} – проводимости, а параметры h_{21} и h_{12} являются безразмерными. Таким образом, выражение (3.3) представляет собой систему со смешанными или гибридными параметрами.

Применение различных систем уравнений четырехполюсника для получения схемы замещения электронных приборов открывает широкие возможности в отношении наиболее полного отображения их физических свойств, наглядности исследования и точности соответствующих расчетов.

К системам уравнений, применяемым для исследования и расчета замещающего электронный прибор четырехполюсника, должны предъявляться следующие основные требования:

1) соответствие уравнений физическим процессам в транзисторе;
2) наличие простейшей конкретной схемы замещения;
3) удобство и точность измерений параметров.

Если проанализировать, в какой мере системы с Z –, y– и h– параметрами отвечают перечисленным требованиям, то можно прийти к выводу, что ни

одна из рассматриваемых систем не отображает точно действующего характера внутренней обратной связи в транзисторе. Тем не менее, предпочтение должно быть отдано системе уравнений с Z – параметрами, поскольку преобладающей является внутренняя обратная связь по току.

Простейшая схема замещения четырехполюсника должна быть трехэлементной, т.е. должна содержать три ветви*). Ввиду того, что величины напряжения и тока при прохождении через четырехполюсник изменяются, эти ветви должны иметь последовательно-параллельное соединение.

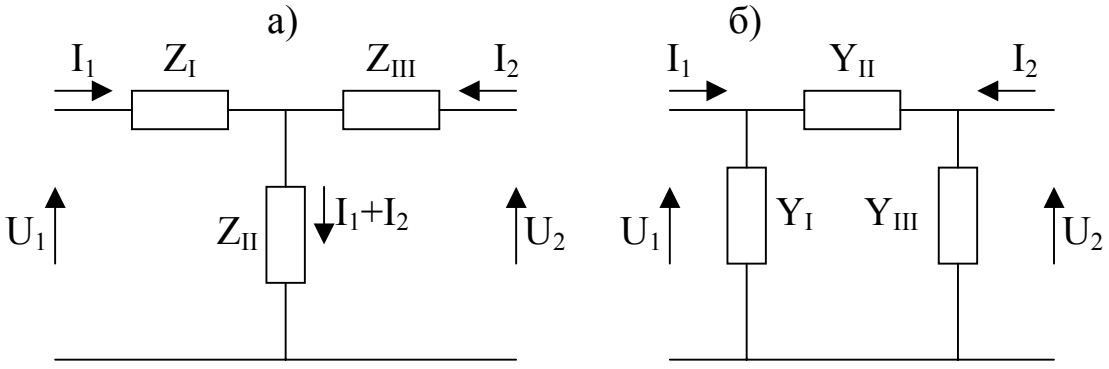


Рис. 3.3. Схемы замещения: а – Т-образная; б – П-образная

Существуют две таких схемы. Это так называемые Т-образная (рис. 3.3, а) и П-образная (рис. 3.3, б) схемы.

Как видно из рис. 3.3а, в Т-образной схеме замещения образуется последовательная обратная связь по току (сопротивление связи Z_{II}), а в П-образной схеме замещения – параллельная обратная связь по напряжению (проводимость связи y_{II}). Поэтому в соответствии с изображаемым схемой характером внутренней обратной связи для замещения транзистора должна быть выбрана Т-образная схема замещения, а для ее исследования следует использовать систему уравнений с Z – параметрами. Последнее целесообразно и потому, что вследствие одинаковой размерности параметров четырехполюсника и параметров схемы замещения между ними получаются весьма простые соотношения.

По этой же причине для исследования П-образной схемы целесообразно применять систему уравнений с y – параметрами.

В отношении удобства и точности измерения параметров четырехполюсника явное преимущество имеет система с h – параметрами.

Это объясняется следующим образом. В случае системы с Z – параметрами трудно обеспечить при измерениях режим холостого хода высокоомной выходной цепи, необходимый для измерения параметров Z_{11}, Z_{21},

*) Это объясняется тем, что для нахождения трех неизвестных (в данном случае независимые параметры четырехполюсника) необходимо иметь три независимых уравнения, а из теории электрических цепей известно, что число независимых уравнений схемы равно числу ее ветвей.

а в случае системы уравнений с y – параметрами не менее трудно обеспечить режим короткого замыкания низкоомной входной цепи, необходимый для измерения параметров y_{12}, y_{22}.

При измерении h – параметров указанные трудности отпадают, так как измерения производятся при коротком замыкании выходной цепи (параметры h_{11},h_{21}) и при разрыве (по переменному току) входной цепи (параметры h_{12},h_{22}).

Следует заметить, что и при реальных условиях работы транзистора условия нагрузки выходной цепи обычно приближаются к режиму короткого замыкания (нагрузка на малое входное сопротивление последующего каскада), а условия работы входной цепи – к режиму холостого хода (возбуждение от предшествующего каскада с большим входным сопротивлением).

Таким образом, рассматриваемые условия измерения h – параметров соответствуют естественным условиям работы транзистора. Преимуществом h – параметров является также непосредственное измерение важного для практики параметра $h_{21} = \beta$, представляющего собой коэффициент усиления по току для схемы ОЭ в режиме короткого замыкания.

В соответствии со сказанным на практике обычно измеряются h – параметры. Они же приводятся в справочниках по транзисторам.

Следует, однако, заметить, что при весьма высоких частотах (порядка сотен мегагерц и выше) точность измерений параметров h_{12} и h_{22} понижается из-за влияния паразитных емкостей, затрудняющих обеспечение режима холостого хода даже для входной цепи. Поэтому на таких частотах предпочитают измерять y – параметры, определяемые во всех случаях в режиме короткого замыкания.

На основании изложенного могут быть сделаны следующие выводы:

1. В качестве основной при исследовании работы транзисторного каскада усиления целесообразно использовать систему уравнений с Z – параметрами, так как она в большей степени отвечает действительному характеру внутренней ОС в транзисторе и наиболее удобна для исследования принятой Т-образной схемы замещения.
2. Для практических расчетов транзисторных усилителей при наличии измеренных h – параметров может применяться система уравнений с h – параметрами.
3. При работе транзисторных усилителей в диапазоне весьма высоких частот может быть использована система уравнений с y – параметрами.

3.3. Первичные параметры транзистора и методы расчета технических показателей каскада для включения ОБ, ОЭ, ОК

Параметры четырехполюсника (которые в применении к транзистору могут быть названы его вторичными параметрами) имеют для схем включения ОБ ,ОЭ ,ОК различные значения и в этом заключается неудобство их использования. Между тем свойства транзистора как усилительного элемента могут (помимо параметров четырехполюсника) характеризоваться следующими, не зависящими от схемы его включения, первичными параметрами, такими как:

1. **Сопротивление эмиттера $r_э$**, представляющее собой сопротивление эмиттерного p-n – перехода в направлении его проводимости.
2. **Сопротивление коллектора $r_к$**, представляющее собой сопротивление коллекторного p-n – перехода в направлении, противоположном направлению проводимости.
3. **Сопротивление базы $r_б$**, представляющее собой сумму объемного сопротивления базы $r'_б$ в области между p-n – переходами и выводом базы и диффузионного сопротивления базы $r''_б$, обусловленного влиянием напряжения коллекторного p-n – перехода на эмиттерный.
4. **Сопротивление усиления или сопротивление эквивалентного генератора $r_г$**, связывающее ток эмиттера (управляющий ток) с ЭДС эквивалентного генератора.

Для частот звукового диапазона первичные параметры транзистора можно считать активными сопротивлениями, не зависящими от частоты. Имея в виду использование характеристик транзистора в пределах их линейных участков, будем считать указанные параметры постоянными величинами (параметры малых сигналов).

Первичные параметры маломощных транзисторов (для которых обычно и применяются параметры малых сигналов) имеют следующий порядок: $r_к$ – сотни килоом; $r_г$ – тот же порядок, что и $r_к$ (оно меньше $r_к$ на несколько процентов); $r_б$ – сотни ом; $r_э$ – единицы или десятки ом.

Для расчета транзисторного каскада при включении транзистора по схемам ОБ, ОЭ и ОК будем использовать метод определения первичных параметров (общих для трех схем включения) с последующим вычислением технических показателей каскада посредством трех комплектов расчетных формул для схем ОБ, ОЭ и ОК.

При составлении схем замещения транзистора для различных его включений необходимо учитывать следующее:

а) сопротивление электрода, являющегося в данной схеме включения общим и обуславливающее связь между выходной и входной цепями, должно находиться в поперечной ветви Т-образной схемы, так как это сопро-

тивление подключается к общей точке схемы замещения (ее нижний провод);

б) левая продольная ветвь должна соответствовать электроду, подключенному к источнику сигналов, а правая продольная ветвь – электроду, подключаемому к нагрузке;

в) во всех случаях эквивалентный генератор включается в цепь управляемого p-n – перехода, т.е. в коллекторную цепь, так как именно в этой цепи появляются усиленные ток и напряжение;

г) во всех случаях ЭДС эквивалентного генератора образуется управляющим током, т.е. током эмиттера, а ее условно-положительное направление совпадает с условно-положительным направлением этого тока.

Схемы замещения транзистора для включения ОБ, ОЭ и ОК с генератором тока приведены на рис. 3.4, а, б, в.

Как видно из рис. 3.4, для всех схем включения задающий ток эквивалентного генератора тока образуется управляющим током эмиттера и равен $\alpha I_э$ *). Однако, если при включении ОБ управляющий ток $I_э$ является входным током, то при включениях ОЭ и ОК входным током является ток базы $I_б$.

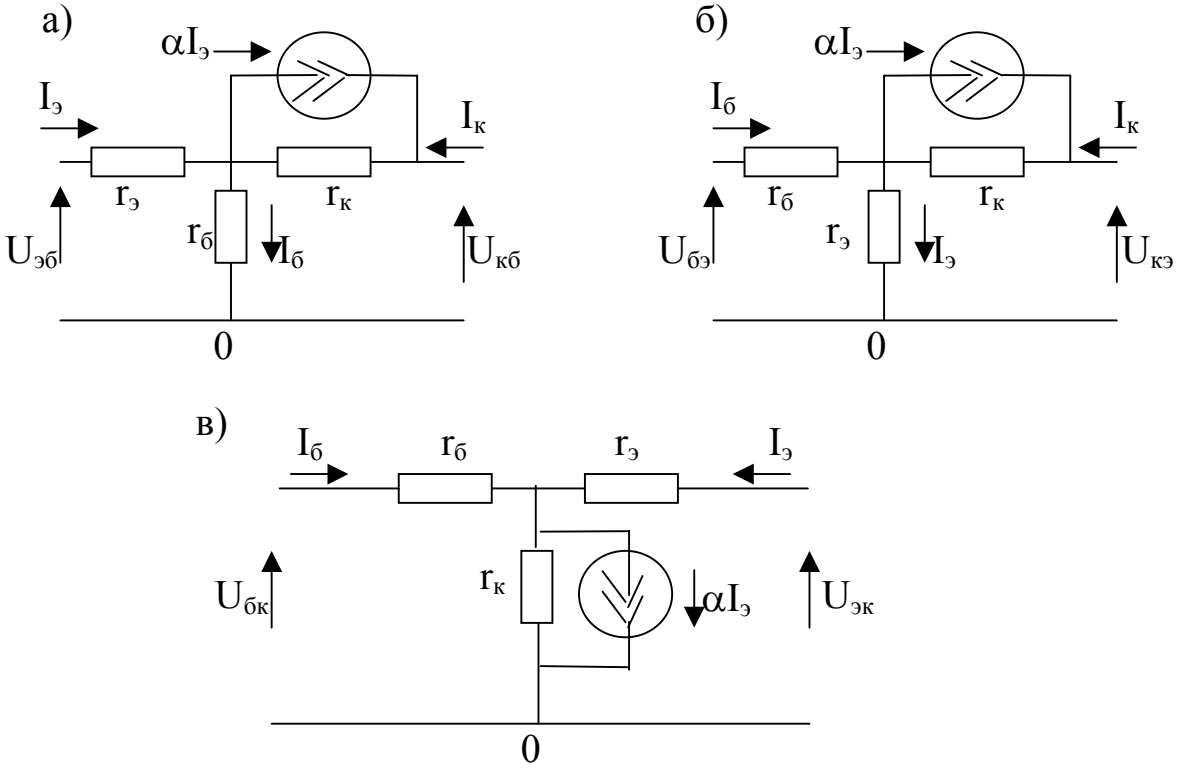


Рис. 3.4. Схемы замещения транзистора с генератором тока для включения: а - ОБ, б - ОЭ, в - ОК

---

*) $\alpha \approx \frac{r_г}{r_к}$ - коэффициент усиления по току в схеме ОБ. См.[1].

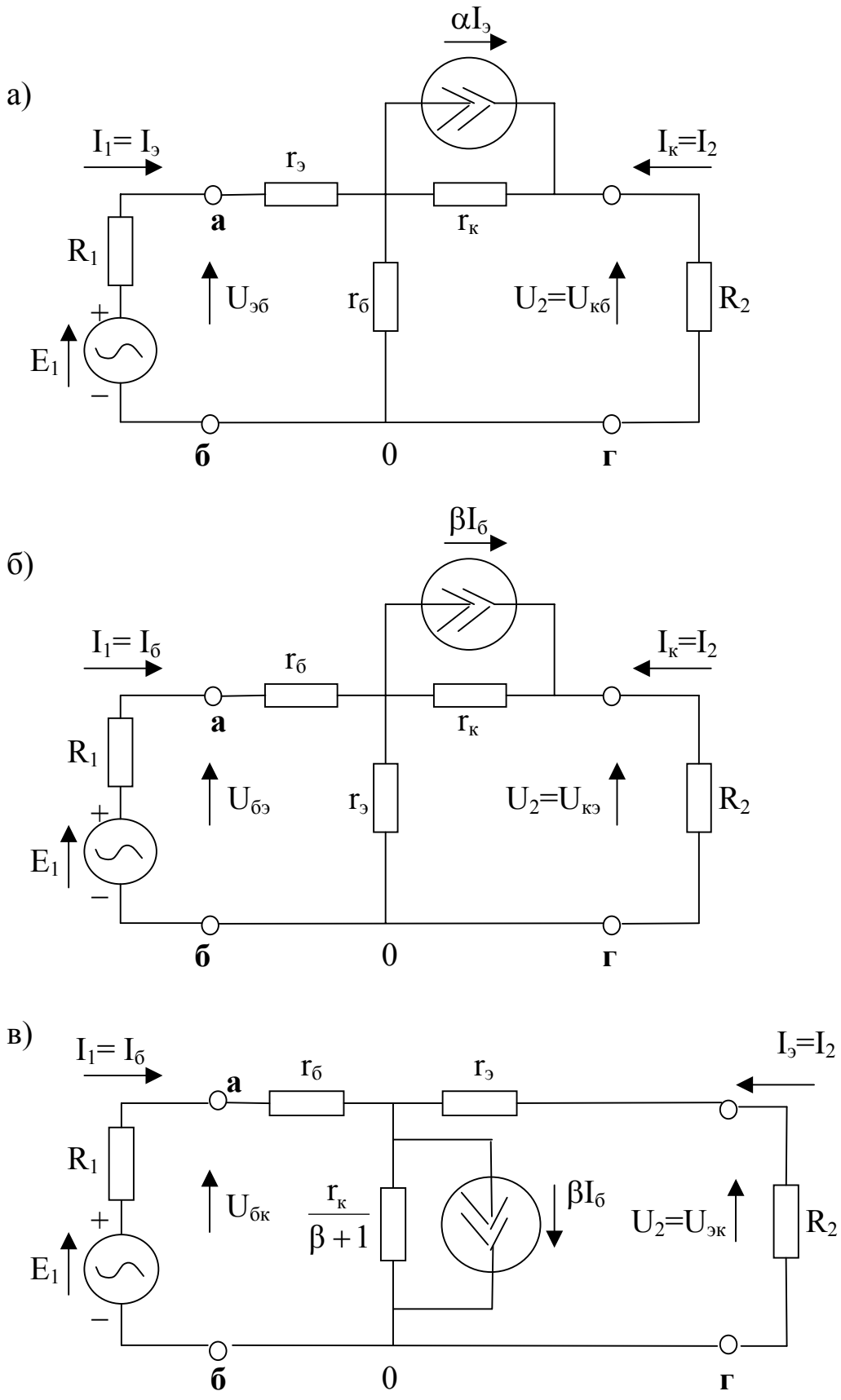


Рис. 3.5. Схемы замещения транзисторных каскадов для включения: а – ОБ; б – ОЭ; в – ОК

Поэтому, следуя рекомендациям [1], целесообразно ввести величину, связывающую выходной ток с входным током базы $I_б$. В качестве такой величины удобно принять коэффициент усиления по току в режиме короткого замыкания для наиболее распространенной схемы включения ОЭ. В соответствии с общепринятым, обозначим эту величину через β и, учитывая [1], получим

$$\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \ . \qquad (3.4)$$

Отсюда задающий ток генератора тока для схем с ОЭ и ОК равен $\beta I_б$ [1]. Учитывая сказанное и понимая, что схема замещения транзисторного каскада отличается от схемы замещения транзистора наличием ЭДС (E_1), внутренним сопротивлением источника сигналов (Z_1), а также сопротивлением нагрузки Z_2, изобразим схемы замещения транзисторных каскадов для включения ОБ, ОЭ и ОК (рис. 3.5). Будем считать сопротивление источника R_1 и сопротивление нагрузки R_2 активными.

3.4. Исследование основных технических показателей транзисторного каскада для схем включения ОБ, ОЭ и ОК

Воспользуемся выражениями для технических показателей транзисторного каскада, полученными на основании анализа схем замещения рис. 3.5 и приведенными в [1]. В таблице 3.1 представлены значения коэффициента передачи по току K_I, коэффициента передачи по напряжению по отношению к ЭДС источника сигналов K_E, входного сопротивления $R_{вх}$ и выходного сопротивления $R_{вых}$ для трех схем включения транзистора ОБ, ОЭ и ОК.

Усиление по току.

Выражения для коэффициента передачи по току K_I в таблице 3.1 составлены таким образом, что первый из множителей представляет собой коэффициент передачи в режиме короткого замыкания, а второй характеризует зависимость коэффициента передачи от сопротивления нагрузки. Параметр $a = \frac{R_2}{r_г}$ - нормированное сопротивление нагрузки.

При включении ОБ коэффициент передачи в режиме короткого замыкания $K_{Iкз} = -\alpha$, т.к. при $R_2 = 0$ (это и есть режим короткого замыкания) $a = 0$. Это означает, что усиление по току в схеме ОБ отсутствует, так как вследствие рекомбинации неосновных носителей заряда улавливаемый коллектором ток оказывается несколько меньшим тока, инжектируемого эмиттером, т.е. $\alpha = \frac{\Delta i_к}{\Delta i_э} < 1$.

Что же касается отрицательного знака K_I, то он объясняется изменением направления выходного тока $i_к$ относительно общей точки схемы по

сравнению с направлением входного тока $i_э$ (имеются ввиду переменные составляющие токов).

Зависимость коэффициента передачи от нагрузки определяется множителем $\frac{1}{1+a}$, в соответствии с чем при изменении **a** от 0 до ∞ K_I изменяется от α до 0.

При включении ОЭ и ОК усиление по току в режиме короткого замыкания (a = 0) равно соответственно β и β + 1. В рассматриваемых случаях усиление по отношению к малому входному току базы велико. Действительно, при α = 0,95…0,99 в соответствии с (3.4) $\beta = \frac{\alpha}{1-\alpha} \approx 20...100$.

При включении ОЭ усиление по току происходит без изменения фазы, а при включении ОК – с поворотом фазы на π по той же причине, что и в схеме с ОБ.

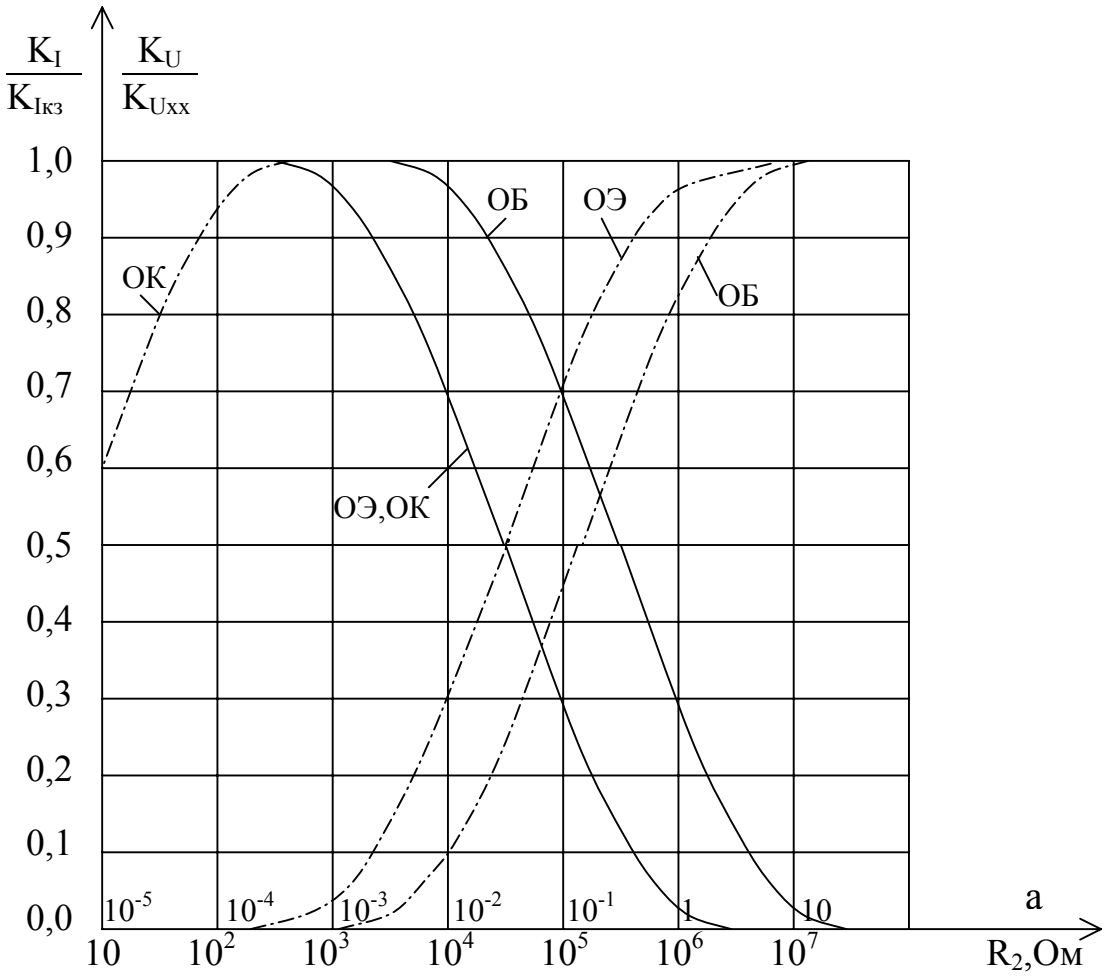


Рис. 3.6. Зависимость нормированных коэффициентов усиления по току и напряжению от сопротивления нагрузки для трех схем включения транзистора

Зависимость коэффициента передачи от нагрузки, определяемая при включениях ОЭ и ОК множителем $\frac{1}{1+(\beta+1)a}$, имеет такой же характер, как и при включении ОБ. Однако по мере увеличения **а** коэффициент передачи K_I уменьшается более резко, что объясняется меньшим выходным сопротивлением.

Поскольку $\beta >> 1$, можно сказать, что усиление по току для схем ОЭ и ОК имеет практически одинаковую величину.

На рис. 3.6 сплошными линиями изображены зависимости нормированных величин усиления по току $\frac{K_I}{K_{Iкз}}$ от нагрузки для различных схем включения транзистора. Для наглядности указанные зависимости определены и для численных значений сопротивления нагрузки R_2 и относятся к типичному маломощному транзистору, имеющему следующие параметры: $r_к$ = 1 МОм; $r_б$ = 200 Ом; $r_э$ = 30 Ом; α = 0,96 или β = 24. Как видно из кривых рис. 3.6, можно с достаточной точностью считать усиление по току равным усилению в режиме короткого замыкания для схем ОЭ и ОК вплоть до R_2 порядка тысяч Ом, а для схемы ОБ – до R_2 порядка десятков тысяч Ом.

Входное сопротивление

Выражения для входного сопротивления каскада в таблице 3.1 составлены таким образом, что первый множитель представляет собой собственное сопротивление входной цепи, а второй учитывает влияние на входное сопротивление каскада его выходной цепи.

Собственное сопротивление входной цепи для схем ОБ и ОЭ одинаково и равно $r_б + r_э$. Этой величине входное сопротивление каскада равно при $a = \infty$, т.е. когда присущая схеме последовательная обратная связь по току отсутствует и, следовательно, отсутствует влияние выходной цепи на входную.

При конечном значении **а** появляется указанная обратная связь, и по мере уменьшения **а** ее глубина возрастает, вследствие чего влияние выходной цепи становится все более существенным. Однако в схеме ОБ обратная связь оказывается положительной и ее влияние уменьшает входное сопротивление каскада, в то время как в схеме ОЭ она оказывается отрицательной и увеличивает входное сопротивление каскада.

В предельном случае, при a = 0

$$R_{вхОБ} = (r_б + r_э)\left(1 - \alpha\frac{r_б}{r_б + r_э}\right);$$

$$R_{вхОЭ} = (r_б + r_э)\left(1 - \alpha\frac{r_э}{r_б + r_э}\right),$$

причем $R_{вхОЭ}$ оказывается более чем на порядок большим $R_{вхОБ}$.
Это соотношение сохраняется и в практических условиях, поскольку **а** имеет обычно весьма малую величину (порядка 10^{-4}).
Более значительная величина входного сопротивления каскада является существенным преимуществом схемы ОЭ по сравнению с ОБ, так как это позволяет в достаточной мере использовать усилительные свойства предшествующего каскада без применения преобразователей сопротивления.
При включении ОК в режиме холостого хода ($a = \infty$) цепь эмиттера разомкнута и транзистор со стороны входа представляет собой диод с коллекторным p-n переходом, смещенным в направлении, противоположном проводимости. При этом входное сопротивление каскада равно собственному сопротивлению входной цепи $r_б + r_к \approx r_к$. При конечных значениях R_2 (или **а**) появляется ЭДС эквивалентного генератора. До тех пор, пока, уменьшая R_2, можно пренебречь весьма малым по сравнению с ним сопротивлением $r_э$, практически все выходное напряжение $u_{эк}$ вводится во входную цепь каскада последовательно с напряжением сигнала $u_{бк}$ (рис. 3.4, в, 3.5, в). Задаваясь мгновенной полярностью $u_{бк}$ (например, соответствующей увеличению положительного потенциала эмиттера относительно базы), можно убедиться в том, что напряжение обратной связи имеет по отношению к напряжению сигнала противоположную полярность, т. е., что связь является отрицательной.

Таким образом, в каскаде ОК имеет место полная внешняя отрицательная обратная связь по напряжению последовательного типа, поддерживающая входное сопротивление каскада близким к $r_к$.

При дальнейшем уменьшении R_2 часть выходного напряжения падает на сопротивлении $r_э$ и глубина обратной связи уменьшается, вследствие чего входное сопротивление каскада резко падает.

В режиме короткого замыкания, т. е. при $a = 0$, обратная связь отсутствует, и каскад ОК ничем не отличается от каскада ОЭ в том же режиме.

При практически используемых сопротивлениях нагрузки входное сопротивление каскада по схеме ОК достаточно велико и значительно превосходит его значение для других схем включения.

На рис. 3.7 приведены зависимости входного сопротивления транзисторного каскада от сопротивления нагрузки для включений ОБ, ОЭ и ОК. Указанные зависимости определены для тех же сопротивлений нагрузки R_2 и относятся к транзистору с теми же параметрами, что и при определении зависимостей, приведенных на рис. 3.6.

Как видно из кривых рис. 3.7, входное сопротивление каскада в схеме ОК весьма сильно зависти от сопротивления нагрузки, в то время как для

схемы ОБ и в особенности для схемы ОЭ эта зависимость относительно невелика. При $a \to \infty$ ($R_2 \to \infty$) входное сопротивление для схем ОЭ и ОБ имеет одинаковую величину, равную $r_б + r_э$ (табл. 3.1), а при $a = 0$ ($R_2 = 0$) входное сопротивление, как было показано, одинаково для схем ОК и ОЭ и равно $r_б + r_э(\beta + 1)$.

Аналогичный вывод приводит для схемы ОБ при $a = 0$ к величине входного сопротивления, равной $r_э + r_б(1 - \alpha)$. При сопротивлении нагрузки R_2 порядка сотен ом входное сопротивление для схемы ОК уже на порядок выше, чем для схемы ОЭ. При этом последнее больше чем на порядок превышает входное сопротивление для схемы ОБ.

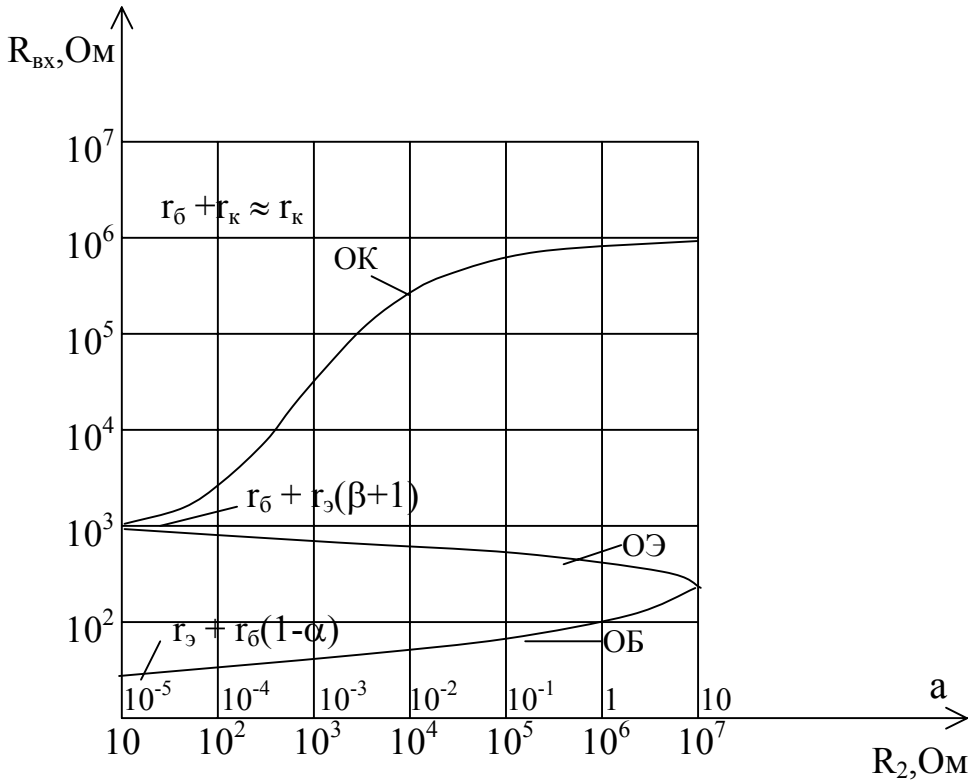


Рис. 3.7. Зависимость входного сопротивления от сопротивления нагрузки для транзисторного каскада при включениях транзистора ОБ, ОЭ и ОК

Выходное сопротивление

Выражения для выходного сопротивления каскада $R_{вых}$ в таблице 3.1 составлены таким образом, что первый множитель представляет собой собственное сопротивление выходной цепи, а второй учитывает влияние на выходное сопротивление каскада его входной цепи.

При определении выходного сопротивления каскада, как указывалось, входные зажимы соответствующей схемы замещения транзистора следует представить себе замкнутыми на внутреннее сопротивление источника сигналов R_1 (обратное направление передачи). При этом ЭДС источника сигналов E_1 равна нулю, в то время как задающий ток генератора $\alpha I_э$ (например, для схемы ОБ), отображающий вносимое каскадом усиление, действует в схеме и оказывает влияние на его выходное сопротивление.

В схеме ОБ при $R_1 = \infty$ получается разрыв эмиттерной цепи (рис. 3.5), ток $I_э$, а также задающий ток эквивалентного генератора равны нулю, и транзистор со стороны выхода превращается в обычный диод с коллекторным p-n переходом. Вследствие этого выходное сопротивление каскада равно собственному сопротивлению выходной цепи, т.е. приближенно равно $r_к$. При уменьшении R_1 появляется и возрастает переменная составляющая эмиттерного тока $I_э$ и задающий ток генератора $\alpha I_э$. В результате ток коллекторной цепи возрастает, а выходное сопротивление каскада падает. При $R_1 = 0$

$$R_{вых_{ОБ}} = r_к\left(1 - \alpha\frac{r_б}{r_б + r_э}\right).$$

В схеме ОЭ при $R_1 = \infty$ получается разрыв цепи базы, в то время как по эмиттерной цепи протекает ток $I_э$, образующий задающий ток генератора схемы замещения. Ввиду этого выходное сопротивление каскада в указанных условиях резко падает и равно $r_к(1-\alpha) = \frac{r_к}{\beta+1}$. По мере уменьшения R_1 ток базы $I_б$ растет, а ток коллектора $I_к = I_э - I_б$ уменьшается, в связи с чем выходное сопротивление каскада несколько увеличивается и при $R_1 = 0$

$$R_{вых_{ОЭ}} = \frac{r_к}{\beta+1}\left(1 + \beta\frac{r_э}{r_б + r_э}\right).$$

Включение транзистора по схеме ОК при $R_1 = \infty$ принципиально не отличается от ОЭ (см. рис. 3.5, б и в). Поэтому выходное сопротивление, так же как и для схем ОЭ, равно $\frac{r_к}{\beta+1}$. Однако по мере уменьшения R_1 выходное сопротивление каскада резко падает за счет непосредственного шунтирования внутреннего сопротивления эквивалентного генератора $\frac{r_к}{\beta+1}$ относительно малым сопротивлением выходной цепи $R_1 + r_б$ (см. рис. 3.5, в). При $R_1 = 0$

$$R_{вых_{ОК}} \approx \frac{r_к}{\beta+1}\left(1-\beta\frac{r_к}{r_б+r_к}\right),$$

т.е. выходное сопротивление весьма мало.

Таким образом, основное влияние на выходное сопротивление каскада ОК оказывает задающий ток эквивалентного генератора, а также наличие цепи, шунтирующей этот генератор.

На рис. 3.8 представлены зависимости выходного сопротивления каскада для схем ОБ, ОЭ и ОК от внутреннего сопротивления источника сигналов R_1. Указанные зависимости относятся к транзистору с теми же параметрами, что и при получении зависимостей коэффициентов усиления по току и выходного сопротивления (рис. 3.6 и 3.7).

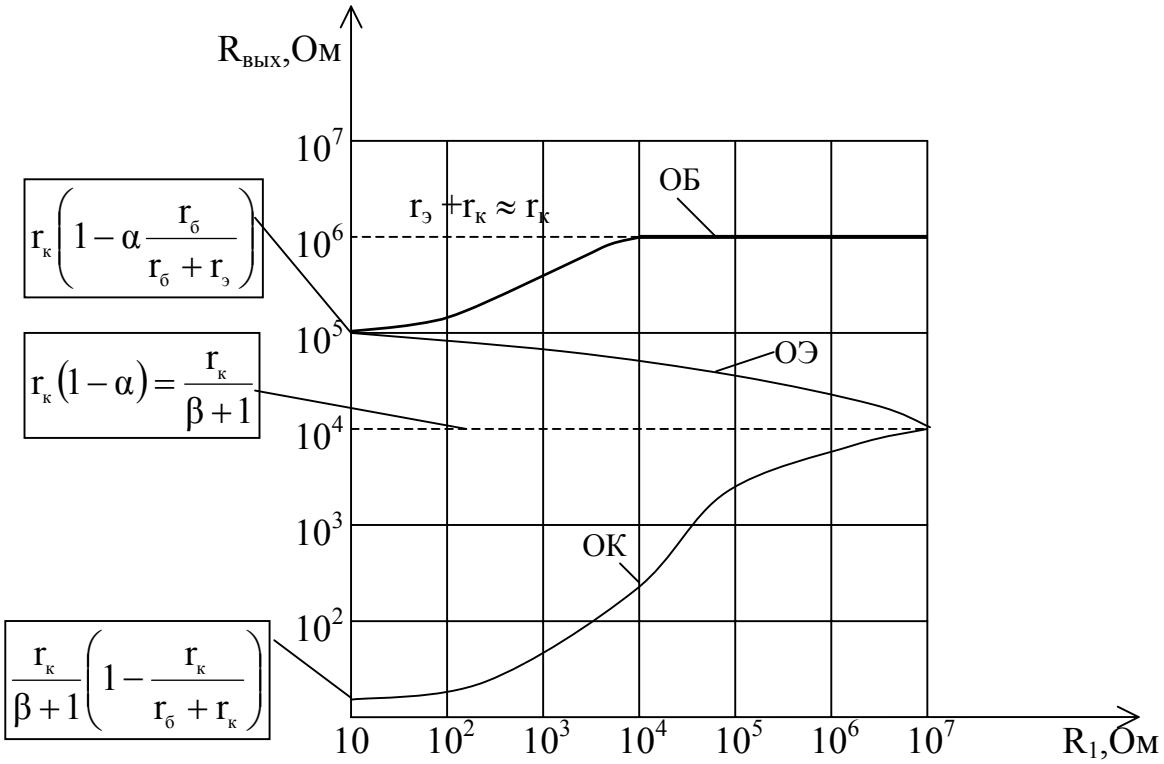


Рис. 3.8. Зависимости выходного сопротивления каскада для схем ОБ, ОЭ и ОК от внутреннего сопротивления источника сигналов R_1

Из кривых (рис. 3.8) видно, что выходное сопротивление каскада по схеме ОК весьма сильно зависит от R_1, в то время как для схем ОБ и ОЭ эта зависимость невелика.

При $R_1 = 0$ выходное сопротивление для схем ОБ и ОЭ одинаково.

При $R_1 = \infty$ выходное сопротивление оказывается одинаковым для схем ОЭ и ОК.

Выходное сопротивление для схемы ОК при $R_1 = 0$ имеет весьма малую величину

$$\frac{r_к}{\beta+1}\left(1-\frac{r_к}{r_б+r_к}\right).$$

При R_1 порядка тысяч ом, что почти всегда имеет место на практике, выходные сопротивления для схем ОБ и ОЭ отличаются приблизительно на порядок, в то время, как для схемы ОК оно меньше, чем для схемы ОЭ на три порядка.

Усиление по напряжению.

В выражениях для коэффициента передачи каскада по напряжению K_E в таблице 3.1 первый множитель представляет собой коэффициент передачи для режима холостого хода ($a = \infty$), в то время как второй множитель учитывает зависимость коэффициента передачи от нагрузки.

Как видно из таблицы 3.1, для всех схем включения коэффициент усиления в режиме холостого хода равен отношению падений напряжения, создаваемых в собственных сопротивлениях выходной и входной цепей каскада токами, отношение которых соответствует режиму короткого замыкания.

Так как собственные сопротивления выходной и входной цепей имеют место при отсутствии влияния одной из них на другую, что обеспечивается при размыкании влияющей цепи, высказанное положение может быть записано следующим образом:

$$\dot{K}_{Exx} = \dot{K}_{Iкз}\frac{R_{вых(R_1=\infty)}}{R_{вх(R_2=\infty)}} \quad . \qquad (3.5)$$

Нетрудно видеть, что значения K_{Exx}, определяемые на основе выражения (3.5), не отличаются от приведенных в таблице 3.1.

Действительно, для схемы ОБ

$$\dot{K}_{Exx} = \alpha\frac{r_к}{r_б+r_э+R_1} \;;$$

для схемы ОЭ

$$\dot{K}_{Exx} = \frac{\alpha}{1-\alpha}\frac{r_к(1-\alpha)}{r_б+r_э+R_1} = \alpha\frac{r_к}{r_б+r_э+R_1} \;;$$

для схемы ОК

$$\dot{K}_{Exx} = \frac{1}{1-\alpha}\frac{r_к(1-\alpha)}{r_б+r_к+R_1} = 1\cdot\frac{r_к}{r_б+r_к+R_1} \;.^{*)}$$

Таким образом, усиление в режиме холостого хода для схем ОБ и ОЭ одинаково и имеет большую величину – порядка сотен и даже тысяч. Это

---

*) $\alpha = 0{,}96\ldots0{,}99 \approx 1$.

для схемы ОБ объясняется большой величиной отношения собственных сопротивлений выходной и входной цепей ($r_к >> r_б + r_э + R_1$), а для схемы ОЭ – большой величиной отношения токов в режиме короткого замыкания $\left(\dot{K}_{Iкз} = \frac{\dot{I}_к}{\dot{I}_б}\right)$.

В схеме ОК при большом усилении по току в указанном режиме отношение собственных сопротивлений выходной и входной цепей настолько мало, что это приводит к величине $K_{Exx} < 1$.

В схеме ОБ и ОК передача напряжения осуществляется без поворота фазы за счет транзистора, а в схеме ОЭ она сопровождается изменением полярности напряжения или поворотом фазы на π.

Следует указать, что совпадение напряжений по фазе или сдвиг фаз между ними на π соответствует чисто активному характеру параметров транзистора и сопротивлений внешних цепей R_1 и R_2. Однако, поскольку наибольшее выходное сопротивление имеет схема ОБ, а наименьшее – схема ОК, то и усиление в наибольшей степени зависит от нагрузки в схеме ОБ и оказывается наиболее стабильным в схеме ОК.

На рис. 3.6 приведены зависимости нормированных значений усиления по напряжению $\frac{K_U}{K_{Uxx}}$ от сопротивления нагрузки R_2 для различных схем включения транзистора (штрих – пунктирные линии). Указанные зависимости определены для того же транзистора, что и зависимости $\frac{K_I}{K_{Iкз}}$. Из кривых следует, что для схем ОБ и ОЭ при R_2 порядка тысяч ом режим близок к короткому замыканию, и в соответствии с этим коэффициент усиления K_U составляет весьма небольшую часть от K_{Uxx} (порядка сотых долей его величины).

В то же время для схемы ОК при таком же сопротивлении нагрузки каскад находится практически в режиме холостого хода и $K_U \approx K_{Uxx}$.

Усиление по мощности

Для всех схем включения в соответствии с (1.3)

$$K_P = K_U K_I = K_U^2 \frac{R_{вх}}{R_2} = K_I^2 \frac{R_2}{R_{вх}} \quad . \qquad (3.6)$$

В схеме ОБ усиление по току отсутствует, и усиление по мощности осуществляется только за счет усиления по напряжению. В схеме ОК отсутствует усиление по напряжению, и усиление по мощности осуществляется только за счет усиления по току. В схеме ОЭ усиление по мощности вызывается как усилением по напряжению, так и усилением по току. По-

этому очевидно, что именно эта схема имеет наибольшую величину коэффициента усиления по мощности.

Сравнение основных свойств схем включения ОБ, ОЭ и ОК

На основании приведенного выше анализа могут быть сделаны следующие выводы в отношении основных свойств различных схем включения транзистора.

Схема ОБ. Усиление по току отсутствует. Передача тока осуществляется с вносимым транзистором поворотом фазы на π. Усиление по напряжению в режиме холостого хода велико. Однако при реальных малых сопротивлениях нагрузки вследствие большого входного сопротивления оно имеет незначительную величину. Входное сопротивление крайне мало, а выходное сопротивление весьма велико. Усиление по мощности обуславливается только усилением по напряжению.

Схема ОЭ. Усиление по току имеет большую величину и происходит без поворота фазы за счет транзистора. Усиление по напряжению в режиме холостого хода велико и имеет практически такую же величину, как и в схеме ОБ. Однако при реальных сопротивлениях нагрузки усиление по напряжению получается большим, чем в схеме ОБ, ввиду меньшего по сравнению с этой схемой выходного сопротивления каскада. Передача напряжения осуществляется с вносимым транзистором поворотом фазы на π. Входное сопротивление больше, чем для схемы ОБ, и значительно меньше, чем для схемы ОК. Выходное сопротивление меньше, чем для схемы ОБ, и значительно больше, чем для схемы ОК. Усиление по мощности получается как за счет усиления по току, так и за счет усиления по напряжению, вследствие чего оно для схемы ОЭ оказывается наибольшим, как для оптимального, так и для реальных сопротивлений нагрузки.

Схема ОК. Усиление по току имеет большую величину, практически равную усилению в схеме ОЭ, и происходит с поворотом фазы на π за счет транзистора. Усиление по напряжению отсутствует, а передача напряжения осуществляется без поворота фазы. Входное сопротивление значительно больше, а выходное сопротивление значительно меньше, чем для схем ОБ и ОЭ. Усиление по мощности обусловлено только усилением по току. Так как входное напряжение каскада повторяется на выходе, т.е. в эмиттерной цепи, практически без изменения по величине и по фазе, каскад по схеме ОК носит название **эмиттерного повторителя**. Такой каскад применяется для преобразования сопротивлений без использования трансформатора.

3.5. Практическое определение основных технических показателей транзисторного каскада

Выражения для технических показателей транзисторного каскада, приведенные в таблице 3.1, составлены с расчетом обеспечения наибольшего удобства и наглядности их исследования.

Несколько другая группировка членов этих выражений и дальнейшее пренебрежение членами, мало влияющими в практических условиях на величины технических показателей, позволяют значительно упростить выражения для практического расчета показателей.

В таблице 3.2 приведены простые приближенные формулы, обеспечивающие точность, вполне достаточную для большинства практических расчетов. В этой таблице ввиду весьма малых практических значений сопротивления нагрузки R_2 коэффициент передачи по току K_I во всех случаях и входное сопротивление для схем ОБ и ОЭ принимаются равными их значениям в режиме короткого замыкания. Малые значения R_2 позволяют также считать коэффициент передачи по напряжению K_E для схем ОБ и ОЭ пропорциональным сопротивлению нагрузки.

Выражения для K_E по существу представляют собой произведение коэффициента передачи по току на отношение сопротивления нагрузки к полному сопротивлению входной цепи.

Выражение для входного сопротивления схемы ОК получено в предположении, что $r_э << r_к(1 - \alpha)$ и $R_2 << r_к(1 - \alpha)$, а выражение для ее выходного сопротивления – в предположении, что $r_б << r_к$ и $R_1 << r_к$. Выражения для выходного сопротивления схем ОБ и ОЭ соответствуют таблице 3.1.

Выражения для коэффициента усиления по мощности K_P получены как произведения соответствующих значений K_U и K_I, причем K_U равно K_E при $R_1 = 0$.

Формулы таблицы 3.2 применимы при использовании транзистора в пределах линейных участков его характеристик, причем первичные параметры транзистора должны определяться для исходной рабочей точки (параметры малых сигналов).

Первичные параметры транзистора могут быть определены следующим образом. Сопротивление эмиттера с достаточной точностью определяется [1] из соотношения

$$r_э = \frac{26}{I_{э0}}, \qquad (3.7)$$

где $I_{э0}$ – ток эмиттера в исходной рабочей точке, выраженный в мА.

Сопротивления коллектора и базы определяются с помощью значений h – параметров транзистора для исходной рабочей точки из выражений:

$$r_к \approx \frac{1}{h_{22б}} \qquad (3.8)$$

или

$$r_к = \frac{\beta + 1}{h_{22э}} \ , \qquad (3.9)$$

$$r_б = \frac{h_{12б}}{h_{22б}} \qquad (3.10)$$

или

$$r_б = \frac{\Delta h_э - h_{12э}}{h_{22э}} \ . \qquad (3.11)$$

Здесь h – параметры с индексом б относятся к схеме ОБ, а с индексом э – к схеме ОЭ; определитель $\Delta h_э = h_{11э}h_{22э} - h_{12э}h_{21э}$.

Значение $h_{21э} = \beta$ обычно приводится в справочниках. Иногда приводятся значения и других h – параметров. Вообще же h – параметры могут быть легко измерены.

Как уже указывалось в 3.3, сопротивление базы $r_б = r'_б + r''_б$, где $r'_б$ и $r''_б$ – его объемная и диффузионная составляющие.

Объемное сопротивление базы $r'_б$ определяется как

$$r'_б \approx \frac{\alpha}{1-\alpha^2} \cdot \frac{(12...15)\cdot 10^{-3}}{I_{к0}} \qquad (3.12)$$

– для германиевых транзисторов и

$$r'_б \approx \frac{\alpha}{1-\alpha^2} \cdot \frac{(25...30)\cdot 10^{-3}}{I_{к0}} \qquad (3.13)$$

– для кремниевых транзисторов.

В выражениях (3.12) и (3.13) $I_{к0}$ – ток коллектора транзистора в исходной рабочей точке. Входящий в выражения (3.12) и (3.13) параметр $\alpha = h_{21б}$ – коэффициент усиления по току для включения ОБ.

Объемная составляющая диффузионного сопротивления базы, отображающая влияние изменений напряжения коллекторного перехода на эффективную толщину базы (эффект Эрли)

$$r''_б \approx \frac{1}{2} r_э (\beta + 1) \ , \qquad (3.14)$$

где $\beta = h_{21э} = \dfrac{\alpha}{1-\alpha}$.

Для расчета технических показателей схем ОБ, ОЭ и ОК необходимо иметь три соответствующих комплекта h – параметров (параметры $h_б$, $h_э$ и $h_к$).

Приведенные расчетные соотношения справедливы для малых сигналов и полосы низких частот, в пределах которой параметры транзистора, а также сопротивления нагрузки и источника сигналов являются чисто активными и не зависящими от частоты величинами.

Контрольные вопросы

1. Как классифицируются схемы включения транзистора?
2. Что такое первичные параметры транзистора?
3. Чем обусловлено использование первичных параметров для анализа и расчета транзисторов?
4. Что необходимо учитывать при составлении схем замещения транзистора?
5. Что такое коэффициенты усиления по току для включений транзистора с ОБ и ОЭ?
6. Какая из схем включения транзистора имеет наибольший коэффициент усиления по току?
7. Какая схема не усиливает ток?
8. В каком режиме на практике работают транзисторные каскады для включений ОБ и ОЭ?
9. Каков характер внутренней обратной связи в схеме ОБ?
10. Каков характер внутренней обратной связи в схеме ОЭ?
11. Какая из схем включения транзистора имеет наибольшее входное сопротивление?
12. Какая из схем включения транзистора имеет самое малое входное сопротивление?
13. Какая из схем включения транзистора называется эмиттерным повторителем?
14. Какая из схем включения транзистора имеет наибольшее усиление по напряжению?
15. Какая из схем включения транзистора имеет наибольшее усиление по мощности?

4. Работа транзистора при больших уровнях сигнала

4.1. Построение динамических характеристик

При больших уровнях сигнала рассмотренные выше методы исследования, относящиеся к линейным системам, оказываются неприемлемыми. Это объясняется нелинейными зависимостями между токами и напряжениями, существующими в цепях усилительного элемента при больших сигналах.

Для расчета и исследования работы каскада при больших уровнях сигнала применяются: 1) графический метод и 2) приближенный аналитический метод.

Графический метод основан на использовании статических характеристик усилительного элемента, представляющих собой экспериментально определенные нелинейные зависимости между токами и напряжениями в его цепях, относящиеся к режиму короткого замыкания (статический режим) и являющиеся типовыми (усредненными) для усилительного элемента данного типа. Построение динамических характеристик позволяет перейти к указанным зависимостям для заданных сопротивлений нагрузки и источников сигнала при определенных питающих напряжениях и способах их подведения (динамический режим работы). Графический метод позволяет наглядно и наиболее точно: а) выбрать исходный режим работы усилительного элемента (исходную рабочую точку); б) определить величины, характеризующие режим работы при наличии сигнала (постоянные и переменные напряжения, токи и мощности в выходной и входной цепях каскада); в) определить величину нелинейных искажений.

Недостатками графического метода являются некоторая его громоздкость и затруднительность использования для выявления зависимостей между различными характеризующими динамический режим величинами. Кроме того, графический метод расчета возможен при наличии достаточно полных семейств выходных и входных статических характеристик транзистора.

Приближенный аналитический метод основан на идеализации (линеаризации) статических характеристик усилительного элемента и нахождении усредненных значений его параметров, которые в пределах используемого поля характеристик считаются постоянными величинами.

Из сказанного следует, что приближенный аналитический метод расчета должен использоваться главным образом для установления общих и принципиальных зависимостей между расчетными величинами, в то время как для конкретных инженерных расчетов в ряде случаев целесообразно применение графического метода.

Переходя к рассмотрению работы транзистора при больших уровнях сигнала, следует иметь в виду, что существуют три области поля характеристик транзистора:

1) **активная область**, определяемая прямым смещением на эмиттерном p-n – переходе и обратным смещением на коллекторном p-n – переходе;
2) **область отсечки**, определяемая обратным смещением на обоих p-n – переходах;
3) **область насыщения**, определяемая прямым смещением на обоих p-n – переходах.

На рис. 4.1 приведено семейство выходных статических характеристик транзистора для включения ОЭ с указанием перечисленных областей поля характеристик.

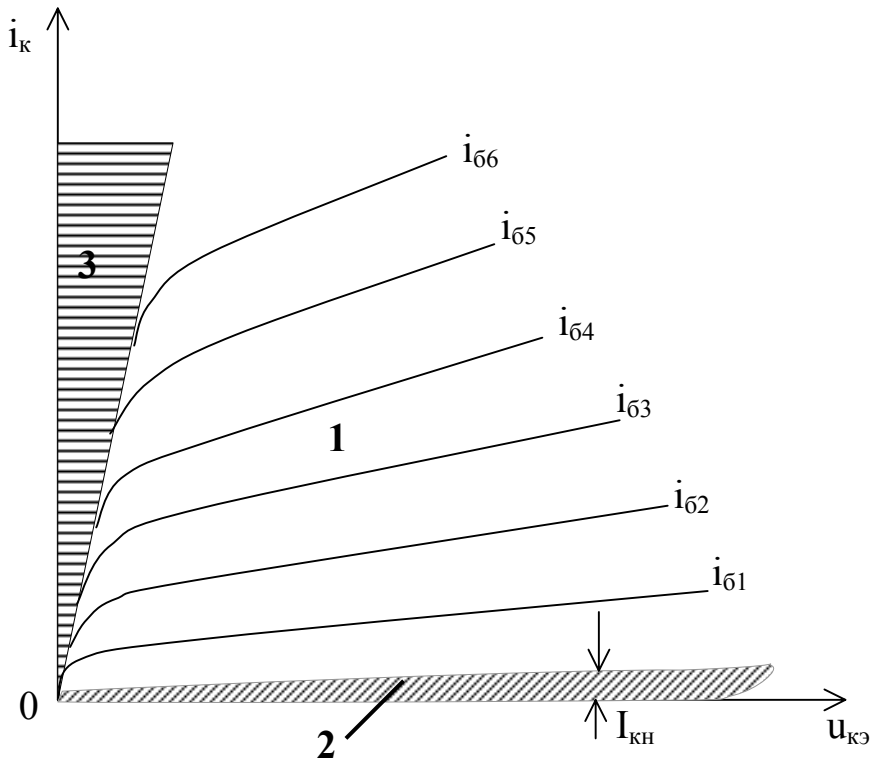


Рис. 4.1. Выходные статические характеристики транзистора при включении ОЭ

Граница области отсечки 2 определяется начальным неуправляемым током $I_{кн}$ и практически соответствует запиранию транзистора. Область насыщения 3 характеризуется резкими искривлениями статических характеристик, получаемыми при переходе к токам в направлении проводимости коллекторного p-n – перехода.

В режиме усиления может использоваться только **активная** область 1, в пределах которой транзистор открыт, а между токами коллектора и базы существует зависимость, близкая к линейной.

Рассмотрение работы каскада при больших уровнях сигнала в целях упрощения проводится обычно для установившегося режима и некоторой достаточно низкой частоты, для которой параметры усилительных элементов можно считать вещественными величинами (например, f = 1 кГц).

Сопротивления нагрузки и источника сигналов предполагаются обычно активными, а влиянием реактивных элементов внешних цепей (индуктивность трансформатора, разделительные и блокировочные емкости) на частоте порядка 1 кГц при правильном выборе этих элементов можно пренебречь.

Для выполнения графического расчета режима необходимо на основе статических характеристик транзистора построить динамические характеристики транзисторного каскада. Удобно начинать с построения выходной динамической характеристики $i_2 = F(u_2)$, используя для этой цели семейство выходных статических характеристик транзистора, поскольку, как это будет видно из дальнейшего изложения, при линейном сопротивлении нагрузки эта динамическая характеристика представляет собой прямую линию. На основании выходной динамической характеристики и семейства входных статических характеристик транзистора строится входная динамическая характеристика $i_1 = F(u_1)$. На основании выходной и входной динамических характеристик строится проходная динамическая характеристика $i_2 = F(u_1)$, и, наконец, на основании этой характеристики в соответствии с сопротивлением источника сигналов – сквозная динамическая характеристика $i_2 = F(e_{ист})$.

Выходная динамическая характеристика

Построение начнем с исходного режима. В этом случае напряжение сигнала отсутствует, а схема замещения выходной цепи соответствует рис. 4.2. Здесь $E_к$ – напряжение питания коллекторной цепи; $R_{к0}$ – сопротивление нагрузки коллекторной цепи для постоянного тока; $R_{вых}$ – выходное сопротивление транзистора.

Очевидно, что

$$E_к = i_к R_{к0} + u_{кэ} . \qquad (4.1)$$

В уравнении (4.1) два неизвестных – $i_к$ и $u_{кэ}$. Это объясняется тем, что $u_{кэ} = iR_{вых}$, в то время как $R_{вых}$ является нелинейным параметром, зависящим от положения рабочей точки на поле характеристик.

Для определения этих неизвестных используем дополнительно графически заданную зависимость $i_к = F(u_{кэ})$, представляющую собой статическую характеристику транзистора для выбранного тока смещения базы $I_{б0}$ (рис. 4.3). Уравнение (4.1) и зависимость $i_к = F(u_{кэ})$ будем разрешать совместно графически. Для этой цели представим уравнение (4.1) в виде

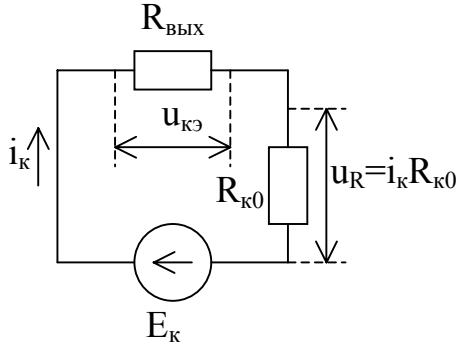


Рис. 4.2. Схема замещения выходной цепи

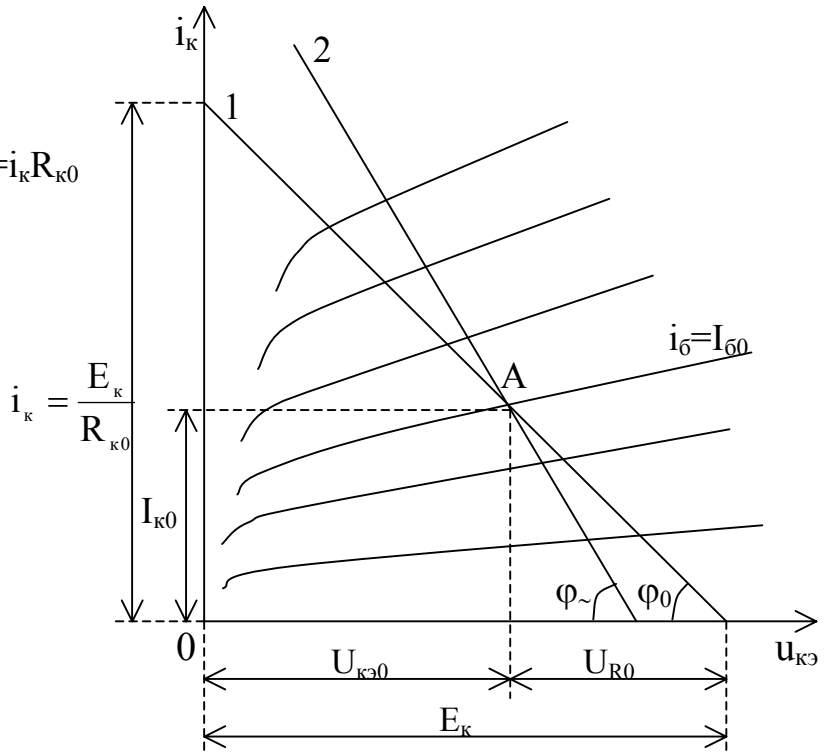


Рис. 4.3. Статическая характеристика транзистора для выбранного тока смещения базы $I_{б0}$

$$i_к = -\frac{1}{R_{к0}} u_{кэ} + \frac{E_к}{R_{к0}} ,$$

из которого следует, что при $R_{к0}$ = const (линейное сопротивление нагрузки) оно является уравнением прямой, не проходящей через начало координат.

Эту прямую удобно построить по двум следующим точкам:

а) точка $i_к = 0$, для которой $u_{кэ} = E_к$;

б) точка $u_{кэ} = 0$, для которой $i_к = \frac{E_к}{R_{к0}}$.

Построив по этим точкам рассматриваемую прямую (прямая 1 на рис. 4.3), получаем искомое решение как точку ее пересечения со статической характеристикой $i_к = F(u_{кэ})$, при $i_б = I_{б0}$ (точка А на рис. 4.3). Эта точка соответствует исходному режиму транзистора при напряжении питания $E_к$, сопротивлении нагрузки для постоянного тока $R_{к0}$, включенном непосредственно в коллекторную цепь, и точку смещения базы $I_{б0}$.

Полученная прямая представляет собой **выходную динамическую характеристику каскада по постоянному току**, поскольку она построена, исходя из сопротивления нагрузки коллекторной цепи по постоянному току. Указанная динамическая характеристика позволяет найти падение

напряжения U_{R0}, создаваемое током $I_{к0}$ в сопротивлении $R_{к0}$. Действительно, $U_{R0} = I_{к0}\,\mathrm{ctg}\varphi_0$, где φ_0 – угол наклона динамической характеристики по отношению к отрицательному направлению оси абсцисс, который может быть определен как

$$\varphi_0 = \mathrm{arcctg}\left(E_к : \frac{E_к}{R_{к0}}\right) = \mathrm{arcctg}R_{к0}\ . \qquad (4.2а)$$

Напряжение , приложенное в исходном режиме к выходным электродам транзистора, $U_{кэ0} = E_к - U_{R0} = E_к - I_{к0}R_{к0}$. При $R_{к0} = 0$ (режим короткого замыкания или статический режим) $\varphi_0 = \pi/2$. При $R_{к0} = \infty$ (режим холостого хода) $\varphi_0 = 0$, и динамическая характеристика совпадает с отрицательным направлением оси абсцисс.

При конечных значениях $R_{к0}$ угол наклона динамической характеристики $0 < \varphi_0 < \pi/2$, причем φ_0 тем меньше, чем больше $R_{к0}$.

Построение **выходной динамической характеристики для переменного тока** производится, исходя из сопротивления нагрузки коллекторной цепи $R_{к\sim}$ для переменного тока, так что для этой характеристики

$$\varphi_\sim = \mathrm{arcctg}R_{к\sim}\ . \qquad (4.2б)$$

В некоторых случаях $R_{к\sim} = R_{к0}$ (точно или приближенно). В других случаях $R_{к\sim} < R_{к0}$ (резистивный каскад) или $R_{к\sim} > R_{к0}$ (трансформаторный каскад).

Учитывая изменения тока базы, вызываемые напряжением сигнала и находя точки пересечения выходной динамической характеристики каскада для переменного тока со статическими характеристиками транзистора при различных токах базы, можно получить действительные изменения коллекторного тока, происходящие под действием сигнала при заданных значениях сопротивления $R_{к\sim}$, питающего напряжения $E_к$ и изменениях тока базы $i_б$.

Очевидно, что изменяясь, коллекторный ток $i_к$ при $i_б = I_{б0}$ должен проходить через свое исходное значение $I_{к0}$. Следовательно, выходные динамические характеристики по переменному и постоянному токам должны пересекаться в исходной рабочей точке А (рис. 4.3).

На рис. 4.3 прямая 2 представляет собой динамическую характеристику для переменного тока, относящуюся к случаю $R_{к\sim} < R_{к0}$. Точки ее пересечения со статическими характеристиками транзистора для различных значений $i_б$ определяют изменения коллекторного тока в динамическом режиме.

Следует сказать, что величина угла $\varphi_\sim$, получаемая на диаграмме, зависит от масштабов, принятых в ней для тока (m_i мА/мм) и для напряжения (m_u В/мм), и действительная величина этого угла может быть найдена из выражения

$$\varphi_{\sim} = \mathrm{arcctg}\left(\frac{m_i}{m_u} R_{к\sim}\right), \qquad (4.2\ в)$$

где $R_{к\sim}$ выражено в килоомах.

Входная динамическая характеристика

Входная динамическая характеристика представляет собой зависимость входного тока от входного напряжения при наличии нагрузки в выходной цепи каскада. Она строится на основе выходных статических характеристик транзистора и выходной динамической характеристики каскада. Но так как обычно входные статические характеристики для различных значений $u_{кэ}$ расположены весьма близко друг к другу, часто за входную динамическую характеристику принимают приближенно статическую характеристику (квазидинамическую) для некоторого значения $u_{кэ}$, отличающегося от нуля (например, для $u_{кэ}$ = 5 В).

Входная характеристика применяется для графического определения постоянных и переменных напряжений, токов и мощностей, относящихся к входной цепи каскада, а также для определения его входного сопротивления. На рис. 4.4 показано, как на основе выходной динамической характеристики и входной квазидинамической характеристики (приблизительно соответствующей входной динамической) можно получить нужные для дальнейших расчетов параметры входной цепи.

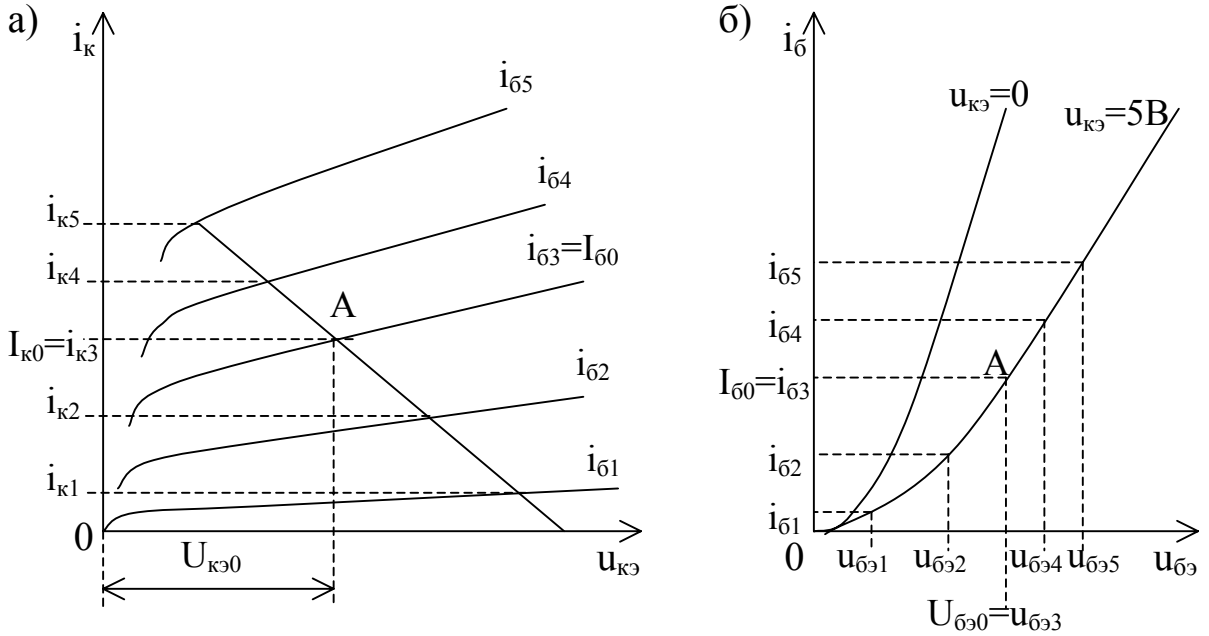


Рис. 4.4. Выходная динамическая (а) и входная квазидинамическая (б) характеристики для включения транзистора ОЭ

Проходная и сквозная динамические характеристики

Проходная характеристика представляет собой зависимость выходного тока от входного напряжения $i_к = F(u_{бэ})$ при наличии нагрузки в выходной цепи и при равенстве нулю внутреннего сопротивления источника сигналов R_1, т.е. при возбуждении каскада от идеального генератора ЭДС. Она может быть легко получена из входной динамической (квазидинамической) и выходной динамической характеристик (рис. 4.4, а и б).

Сквозная динамическая характеристика $i_к = F(e_{ист})$ отличается от проходной тем, что изменения выходного тока определяются в ней по отношению к ЭДС источника сигналов, имеющего отличное от нуля внутреннее сопротивление R_1. Вследствие этого учитываются потери и искажения напряжения на входе транзистора, вызываемые конечной величиной и нелинейностью его входного сопротивления при данном значении R_1. Для получения сквозной динамической характеристики необходимо использовать выходную и входную характеристики, учитывая, что $e_{ист} = u_{бэ} + i_б R_1$ (см. рис. 4.4).

Сквозная динамическая характеристика применяется для определения вносимых каскадом нелинейных искажений.

4.2. Режимы работы транзистора

Рассмотрим возможные режимы работы транзистора при усилении симметричных сигналов. К симметричным сигналам относят такие, для которых равновероятны одинаковые отклонения напряжения или тока сигнала в обе стороны от его исходного значения. К таким сигналам, помимо гармонических колебаний, относятся сигналы звуковых передач, телевизионных изображений и различных импульсных устройств с двухсторонними импульсами.

Наиболее естественным режимом для усиления симметричных сигналов является **режим А**, сущность которого состоит в том, что исходная рабочая точка выбирается на середине линейного участка сквозной динамической характеристики. Целесообразность такого выбора исходной рабочей точки при симметричных сигналах очевидна, т.к. при этом ограничения линейного участка характеристики по максимуму и по минимуму наступают одновременно при наибольшей амплитуде напряжения сигнала.

В транзисторном каскаде ограничением по минимуму является допустимое наибольшее значение выходного тока при максимальной температуре или наименьшее значение напряжения, соответствующее переходу к области насыщения. Ограничением по минимуму является начало искривления (загиба) сквозной динамической характеристики в области малых токов.

Работа транзистора в режиме А для схемы ОЭ поясняется рис. 4.5.

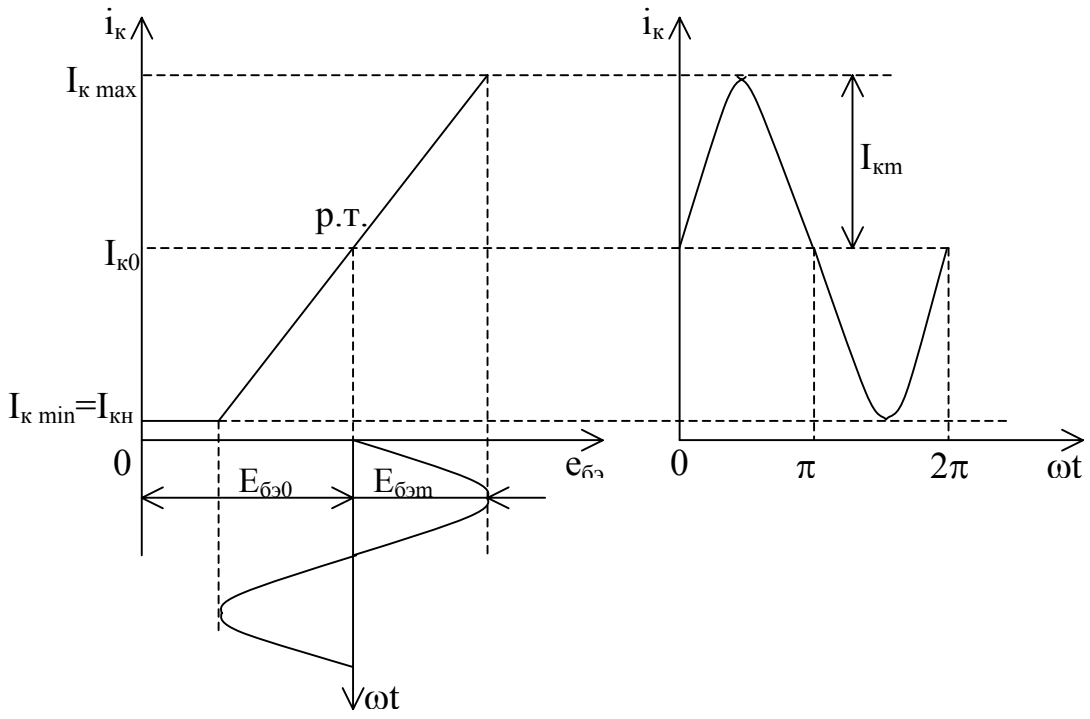


Рис. 4.5. Режим А

Здесь исходная смещающая ЭДС между базой и эмиттером $E_{бэ0}$ выбрана таким образом, что исходный коллекторный ток $I_{к0}$ находится на середине используемого линейного участка характеристики $\left(I_{к0} = \frac{I_{к\,max} - I_{к\,min}}{2} \right)$.

При синусоидальном изменении ЭДС источника сигналов с амплитудой $E_{бэm}$ коллекторный ток изменяется также синусоидально с амплитудой $I_{кm}$.

Режим А является наиболее универсальным режимом работы. Он применяется при симметричных сигналах в каскадах предварительного усиления, а также в предоконечных и оконечных каскадах при небольших мощностях усилителя (обычно до 0,5…1 Вт). Основным преимуществом режима А является малая величина нелинейных искажений, обеспечиваемая наиболее простым способом, а именно использованием только линейного участка характеристики. Недостатком режима А является малая величина КПД каскада, объясняемая большой постоянной составляющей выходного тока, которая даже при отсутствии сигнала на входе (в паузе) равна $I_{к0}$, что обуславливает значительную величину мощности, рассеиваемой в транзисторе ($P_к$). КПД каскада в общем виде (для любого режима работы) определяется как

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0}, \qquad (4.3)$$

где $P_{\sim} = P_2$ – полезная мощность, выделяемая в нагрузке; P_0 – мощность, потребляемая от источника питания. Мощность, рассеиваемая в транзисторе

$$P_к = P_0 - P_{\sim} . \qquad (4.4)$$

Из выражения (4.4) ясно, что наибольшая мощность выделяется на транзисторе, когда $P_{\sim} = 0$, т.е. при отсутствии сигнала на входе, т.к.

$$P_0 = E_к I_{к\,ср} , \qquad (4.5)$$

но в режиме А, как это видно из рис. 4.5, $I_{к\,ср} = I_{к0}$, а $I_{к0}$ в режиме А, как указывалось ранее, имеет значительную величину.

Для повышения КПД каскада применяется **режим В**, при котором исходная рабочая точка выбирается в начале сквозной динамической характеристики, т.е. в точке $i_к = I_{кн}$, а смещающая ЭДС между базой и эмиттером $E_{бэ0} \approx 0$ (рис. 4.6). При этом, если пренебречь ничтожно малым током $I_{кн}$, можно считать, что коллекторный ток проходит через транзистор только в течение одного полупериода, и поэтому угол отсечки в режиме $\theta_В = \pi/2$ (рис. 4.6).

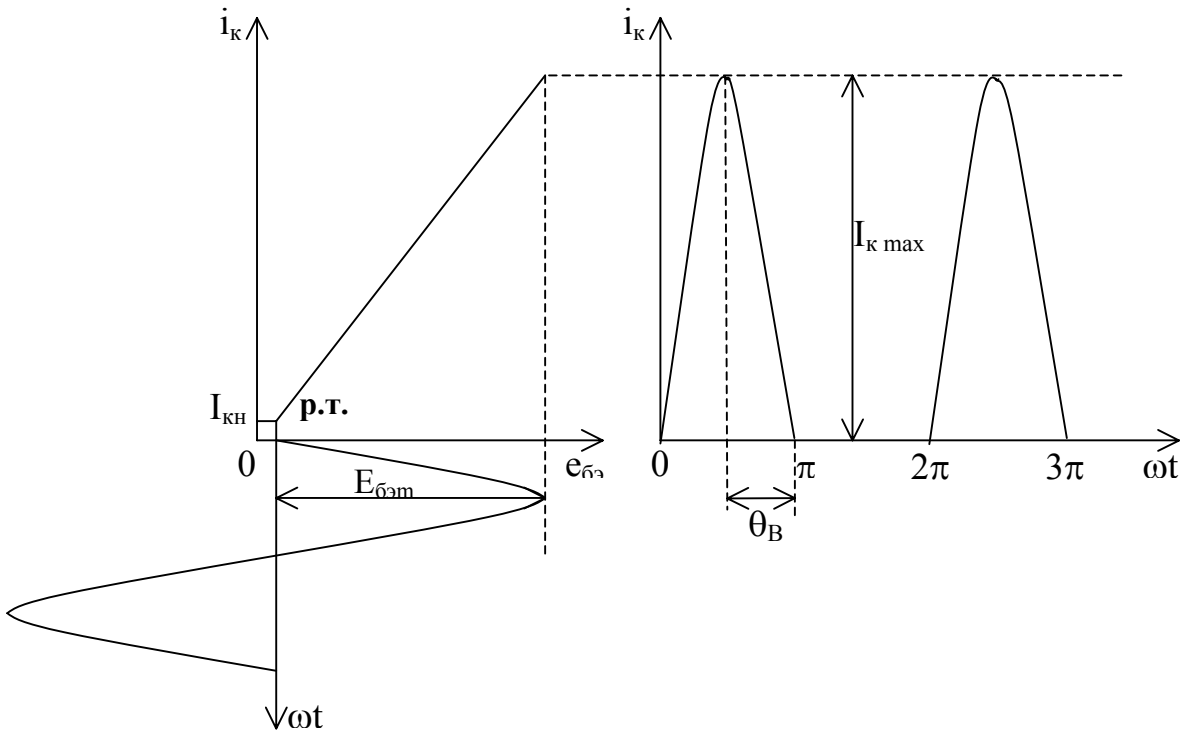


Рис. 4.6. Режим В

Поэтому неискаженное воспроизведение симметричного сигнала при апериодическом характере нагрузки возможно только при использовании двухтактной схемы оконечного каскада.

В режиме В коэффициент полезного действия (η) увеличивается, во-первых, за счет лучшего, по сравнению с режимом А, использования транзистора по току ($I_{к\,maxВ} > I_{кmA}$), благодаря чему полезная мощность

$$P_{\sim} = \frac{1}{2} I_{к\,max} U_{кm} \qquad (4.6)$$

оказывается больше, чем $P_{\sim}$ в режиме А, а, во-вторых, в паузе, т.е. при отсутствии сигнала на входе, от источника питания мощность не потребляется практически вообще в соответствии с (4.5), т.к. $I_{к0} = 0$, а средний ток в режиме В можно считать приблизительно равным $I_{к\,max}/\pi$. Мощность, потребляемая от источника питания P_0 при наличии сигнала на входе, определяется средним током и оказывается примерно равной $E_к \cdot I_{к\,ср}$.

Таким образом, в отношении энергетических показателей режим В имеет несомненные преимущества по сравнению с режимом А. Недостатком режима В является большее искажение сигнала. Кроме того режиму В присущи специфические искажения типа «центральной отсечки», обусловленные тем, что транзисторы в плечах двухтактного оконечного каскада могут иметь не идентичные параметры (например, коэффициент усиления по току β или начальный коллекторный ток), что нарушает строгую очередность работы транзисторов и приводит к некоторому запаздыванию коллекторного тока в плечах двухтактной схемы. Сказанное поясняется графиком на рис. 4.7.

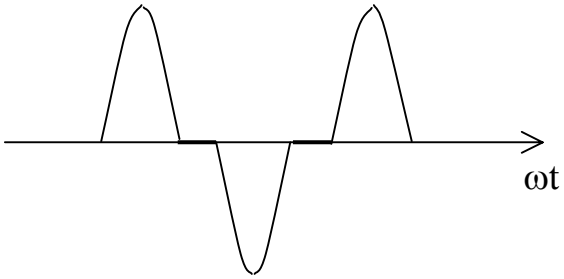


Рис. 4.7. Искажения типа «центральной отсечки»

Для того, чтобы сохранить энергетические преимущества режима В и избежать искажений типа «центральной отсечки», используют режим АВ, при котором увеличивают ЭДС смещения $E_{бэ0}$ и рабочую точку (р.т.) выводят на некий начальный участок сквозной характеристики, пропустив через транзистор в исходном режиме небольшой ток покоя $I_{к0}$. В этом случае выходной ток проходит через транзистор более чем в течение половины периода, т.е. угол отсечки $\theta_{AB} > \pi/2$ (рис. 4.8).

КПД в режиме АВ несколько меньше, чем в режиме В в силу того, что при отсутствии сигнала на входе (в паузе) от источника питания потребляется мощность $P_0 = I_{к0}\, E_к$. Мощность, потребляемая от источника питания при наличии сигнала на входе так же, как и в режиме В, определяется средним током, выражение (4.5).

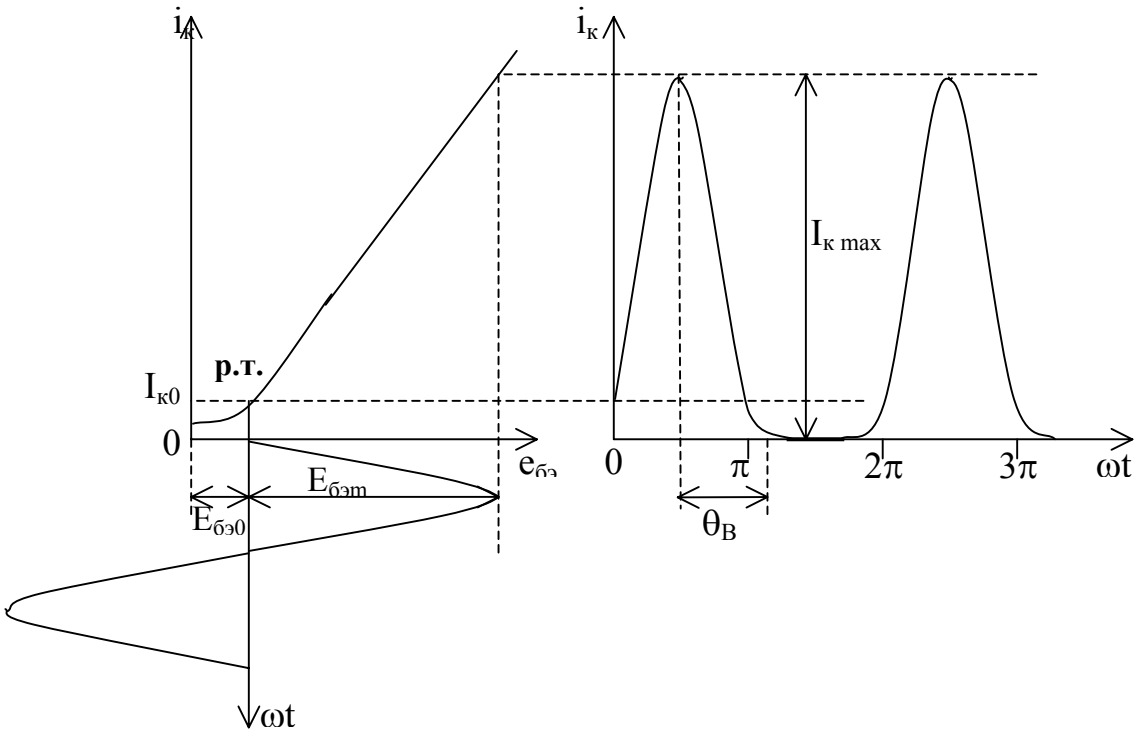


Рис. 4.8. Режим АВ

Рассмотренные режимы работы транзистора используются при непосредственном (прямом) усилении, т.е. при усилении сигналов без их преобразования.

Контрольные вопросы

1. Какой метод исследования применяется в случае работы каскада при больших уровнях сигнала?
2. Что такое область отсечки?
3. Что такое область насыщения?
4. Какая область поля выходных статических характеристик используется в режиме усиления?
5. Что представляет собой выходная динамическая характеристика по постоянному току?
6. Чем отличается выходная динамическая характеристика по переменному току от выходной динамической характеристики по постоянному току?
7. Какими параметрами характеризуется исходный режим работы транзистора?
8. Что такое режим А?
9. Чем режим В отличается от режима А?
10. Чем обусловлено использование режима АВ?

5. Обеспечение исходного режима работы транзисторов

5.1. Основные способы осуществления исходного режима транзистора

Исходный режим транзистора характеризуется напряжением питания коллекторной цепи $E_к$, исходным коллекторным током $I_{к0}$, напряжением смещения базы $U_{бэ0}$ ($E_{бэ0}$) и исходным током базы $I_{б0}$.

Напряжение $E_к$ подается от источника питания непосредственно или через развязывающий фильтр. В пределах рабочей области характеристик оно не оказывает существенного влияния на величину исходного коллекторного тока $I_{к0}$, которая определяется, в основном, напряжением смещения $U_{б0}$ и соответствующим исходным током базы $I_{б0}$ (рис. 4.4).

Требуемый исходный режим цепи базы целесообразно осуществлять за счет источника питания коллекторной цепи, так при этом можно обойтись одним общим источником питания каскада. При этом основными способами осуществления смещения базы являются: а) смещение фиксированным током базы; б) смещение фиксированным напряжением базы.

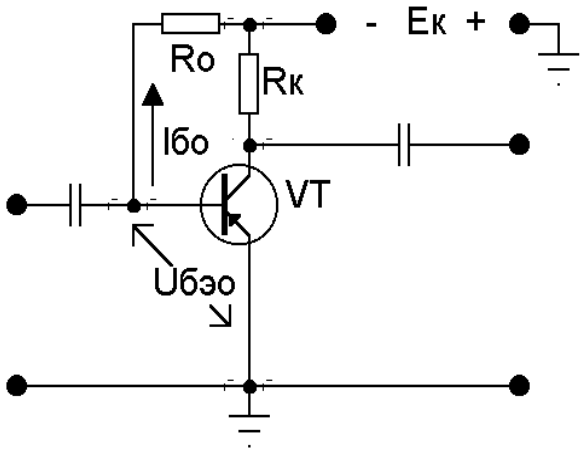


Рис. 5.1. Смещение фиксированным током

Схема смещения фиксированным током базы приведена для включения ОЭ на рис. 5.1. Смещение осуществляется здесь посредством резистора R_0, образующего для постоянного тока цепь R_0 и сопротивление участка база – эмиттер ($r_{бэ0}$). При этом ток базы

$$I_{б0} = \frac{E_к - U_{б0}}{R_0}, \qquad (5.1)$$

где $U_{б0}$ – напряжение смещения, создаваемое током $I_{б0}$ на сопротивлении база – эмиттер $r_{бэ0}$ постоянному току. Так как $U_{бэ0} << E_к$, то $I_{б0} \approx \frac{E_к}{R_0}$, т.е.

ток базы $I_{б0}$ действительно является фиксированным, поскольку он практически не зависит от параметров транзистора.

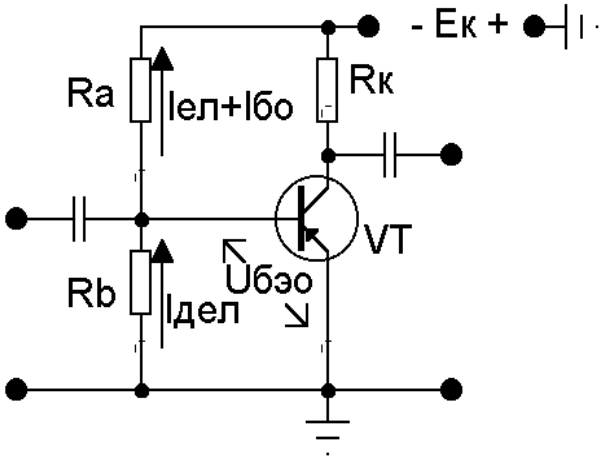


Рис. 5.2. Смещение фиксированным напряжением

Схема смещения фиксированным напряжением приведена на рис. 5.2. Из схемы видно, что в данном случае смешение осуществляется посредством делителя R_a, R_b. При этом

$$R_b = \frac{U_{бэ0}}{I_{дел}}; \qquad (5.2)$$

$$R_a = \frac{E_к - U_{бэ0}}{I_{дел} + I_{б0}} . \qquad (5.3)$$

Так как ток делителя $I_{дел}$ выбирается значительно большим, чем ток базы $I_{б0}$, то

$$R_a \approx \frac{E_к - U_{бэ0}}{I_{дел}} . \qquad (5.4)$$

Решая (5.4) и (5.2) относительно $U_{бэ0}$, находим

$$U_{бэ0} = \frac{R_b}{R_a + R_b} \cdot E_к , \qquad (5.5)$$

т.е. напряжение $U_{бэ0}$ действительно является фиксированным, поскольку оно практически не зависит от параметров транзистора.

Дестабилизирующие факторы

Смещение фиксированным напряжением или током в своем чистом виде мало пригодно для использования в серийной аппаратуре, т.к. при изменении температуры окружающей среды, питающего напряжения или при замене транзистора выбранный исходный режим его работы может существенно нарушаться.

Сильное влияние оказывают изменения температуры, что объясняется значительной температурной зависимостью параметров транзистора. Известно, что при повышении температуры выходной ток транзистора увеличивается, а при понижении – уменьшается. Так как изменения температуры окружающей среды происходят весьма медленно, они вызывают изменения исходного постоянного тока и приложенного к транзистору напряжения, что может привести к уменьшению усиления и большим нелинейным искажениям.

Сказанное поясняется рис. 5.3, на котором представлено положение исходной рабочей точки (р.т.) каскада ОЭ для значений $I_{к0}$ и $U_{кэ0}$, относящихся соответственно к номинальной температуре t_0 (рис.5.3, а), минимальной $t_{min} < t_0$ (рис.5.3, б) и температуре $t_{max} > t_0$ (рис. 5.3, в). При этом предполагается, что во всех случаях $E_к$ = const, $R_к$ =const, $I_{б0}$ = const. Очевидно, что при тех же пределах изменения входного тока $i_б$ в случаях, соответствующих рис. 5.3, б и в, должны возникать значительные нелинейные искажения из-за отсечки коллекторного тока (рис. 5.3, б) или коллекторного напряжения (рис. 5.3, в).

Кроме того, увеличение коллекторного тока при повышении температуры может получить лавинообразный характер, т.к. увеличение тока сопровождается дальнейшим повышением температуры. При этом коллекторный ток превышает допустимое значение и транзистор выходит из строя.

Из сказанного следует, что для стабилизации выходного тока необходимо изменять по определенному закону в зависимости от температуры параметры $I_{б0}$ и $U_{бэ0}$.

Независимо от схемы включения транзистора (ОБ, ОЭ, ОК) мерой температурной нестабильности его исходного режима является степень **изменения выходного тока**.

Изменение выходного тока вызывается следующими основными факторами, действующими при колебаниях температуры окружающей среды:

а) изменение начального (теплового) тока коллектора $I_{кн}$;

б) изменение падения напряжения на эмиттерном p-n – переходе $U'_э$;

в) изменение коэффициента усиления по току α и β.

Указанные **дестабилизирующие факторы** могут быть определены следующим образом. **Начальный коллекторный ток $I'_{кн}$** при температуре t', обусловленный, в основном, концентрацией неосновных носителей, может быть определен для германиевых транзисторов из выражения

$$I'_{кн} = I_{кн} 2^{\frac{t'-t_0}{10}} = I_{кн} 2^{\frac{\Delta t}{10}} \qquad (5.6а)$$

для кремниевого транзистора

$$I'_{кн} = I_{кн} 3^{\frac{\Delta t}{10}} \ . \qquad (5.6б)$$

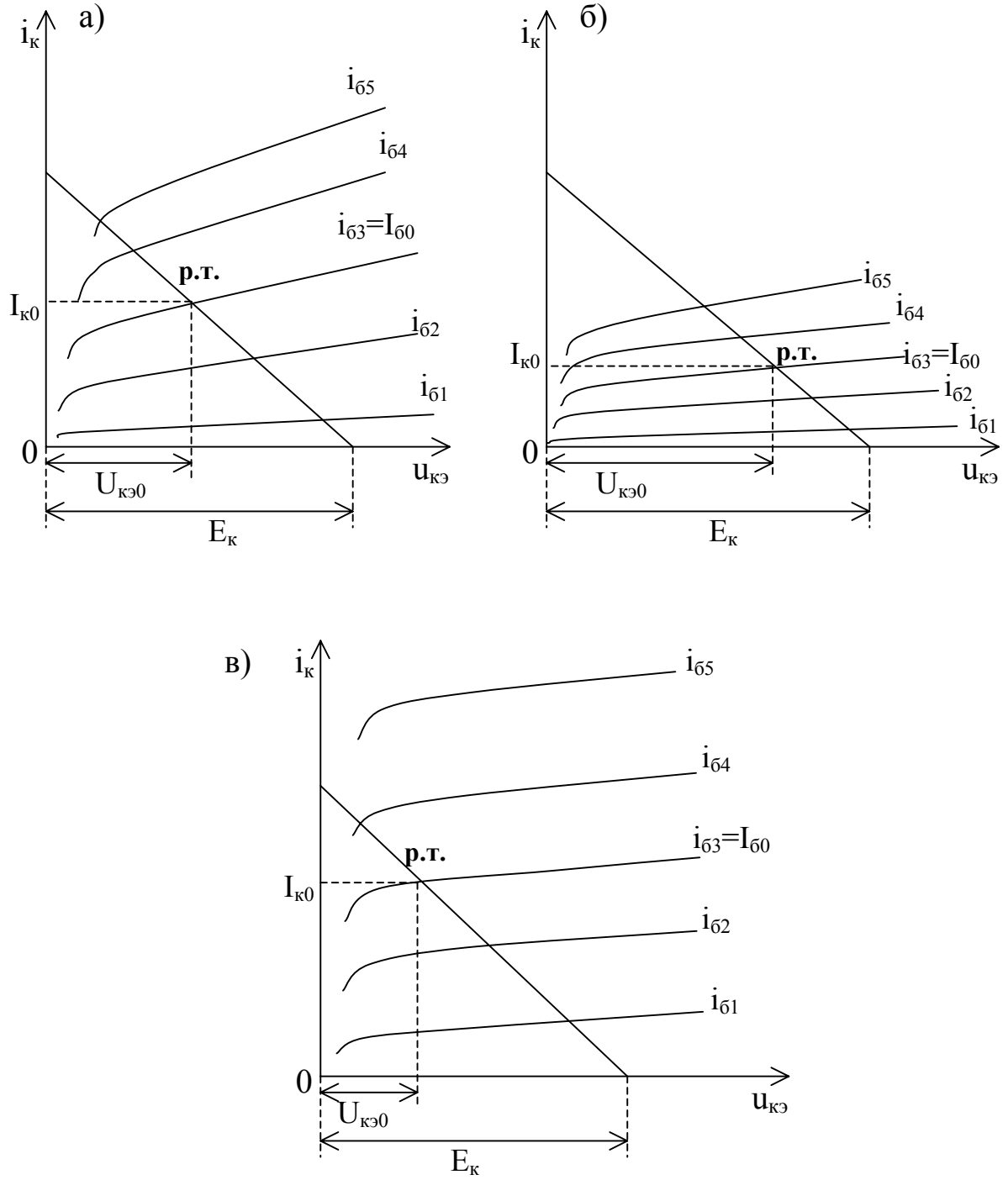


Рис. 5.3. Изменение положения рабочей точки при изменении температуры: а - номинальная температура t_0; б - минимальная температура t_{min}; в -максимальная температура t_{max}

Эти выражения получаются на основе решения диффузионного уравнения полупроводникового диода [1]. Из приведенных выражений видно, что ток $I_{кн}$ удваивается (для германиевых транзисторов) или утраивается (для кремниевых) при повышении температуры на каждые десять градусов. Для кремниевых транзисторов величина $I_{кн}$ значительно меньше, чем для германиевых.

При прохождении тока через эмиттерный p-n – переход на его границах устанавливается **разность потенциалов U′э** (потенциальный барьер), определяемая соотношением граничных концентраций носителей тока. Эта разность потенциалов препятствует прохождению тока, поэтому она может рассматриваться как падение напряжения на эмиттерном p-n – переходе.

Может быть показано [1], что величина $U'_э$ падает по мере повышения температуры, причем ее изменение происходит приблизительно пропорционально температуре, составляя как для германиевых, так и для кремниевых транзисторов около 2,0…2,5 мВ/град.

Таким образом, в соответствии с [1], температурное изменение напряжения на эмиттерном p-n – переходе

$$\Delta U'_э = -(2{,}0\ldots2{,}5)10^{-3}\Delta t \text{ В}. \qquad (5.7)$$

Коэффициент усиления по току значительно увеличивается при повышении температуры, в основном, вследствие увеличения времени жизни неосновных τ_p носителей тока. Соответственно увеличивается и **коэффициент усиления** $\beta = \dfrac{\alpha}{1-\alpha}$.

Экспериментально полученные зависимости β = F(t) для транзисторов различных типов приводятся в справочниках. Из этих данных следует, что величина Δβ/β имеет порядок 0,01…0,03 на 1°С .

2.2. Стабилизация исходного режима

При увеличении температуры окружающей среды в первую очередь увеличивается неуправляемый начальный ток коллекторной цепи $I_{кн}$. Этот ток, небольшой по абсолютной величине, вызывает значительные изменения (увеличение) тока коллектора в прямом направлении, и, если не предусмотреть никаких мер, то коэффициент нестабильности, представляющий собой в общем виде

$$S = \left.\frac{\Delta i_к}{\Delta i_{кн}}\right|_{U_{кэ}=const},$$

будет иметь значительную величину, что приведет к лавинообразному процессу роста выходного тока и выходу транзистора из строя. Чтобы этого не произошло, в аналоговой аппаратуре предусмотрена стабилизация исходного режима транзистора.

Стабилизация может осуществляться как за счет линейной отрицательной обратной связи, так и за счет нелинейных цепей, компенсирующих изменение выходного тока, вызываемое дестабилизирующими факторами.

Основными схемами линейной стабилизации являются коллекторная и эмиттерная.

Коллекторная стабилизация

Принципиальная схема каскада с коллекторной стабилизацией для включения ОЭ приведена на рис. 5.4.

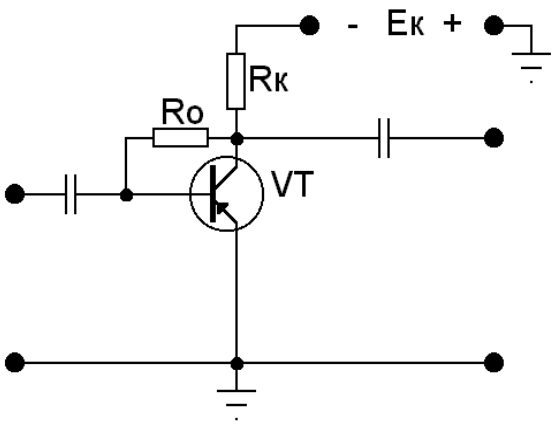


Рис. 5.4. Коллекторная стабилизация

Из рис. 5.4 видно, что коллекторная стабилизация может быть получена на основе схемы смещения фиксированным током базы (рис. 5.1) посредством переключения резистора R_0 с вывода источника питания на коллектор транзистора. Этим достигается зависимость тока в цепи R_0 от величины исходного эмиттерного тока, поскольку потенциал коллектора относительно общей точки $U_{кэ0} = E_к - I_{э0}R_к$. в соответствии с [1], коэффициент нестабильности

$$S = \frac{1}{1 - \alpha \dfrac{R_0}{R_0 + R_к}} . \qquad (5.8)$$

Из выражения (5.8) ясно, что наименьшее значение коэффициент нестабильности будет иметь, если сопротивление коллекторной цепи по постоянному току велико. Идеальный случай, когда S = 1, т.е. $R_к \to \infty$, см. выражение (5.8). Но часто оказывается, что $R_0 >> R_к$ и тогда коэффициент нестабильности получается близким к величине $S = \dfrac{1}{1-\alpha}$, что соответствует нестабилизированному каскаду, т.к. при α = 0,98…0,99 S имеет значения десятков и сотен единиц.

Таким образом, практические пределы уменьшения коэффициента нестабильности S при использовании коллекторной стабилизации крайне ограничены. К тому же в схеме ОЭ применение коллекторной стабилиза-

ции приводит к появлению параллельной отрицательной обратной связи по отношению к току базы и для переменного тока, что снижает усиление и входное сопротивление каскада. Обратная связь по переменному току может быть исключена, но это усложняет схему (деление R_0 на две части и включение конденсатора между точкой их соединения и землей).

Эмиттерная стабилизация

Схема эмиттерной стабилизации для включения ОЭ приведена на рис.5.5.

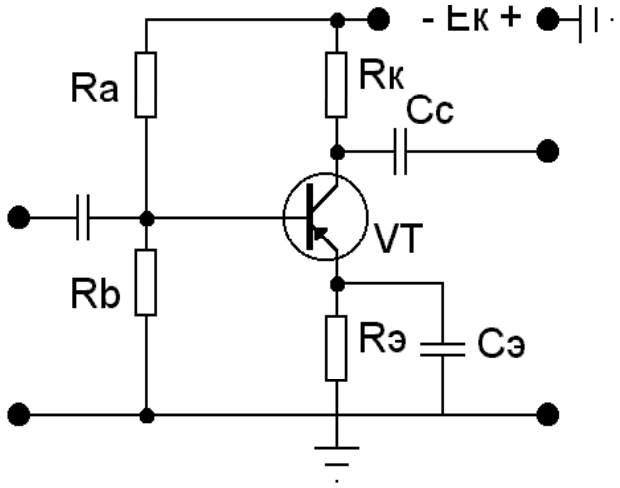


Рис. 5.5. Эмиттерная стабилизация

Как видим, схема эмиттерной стабилизации получена на основе схемы смещения фиксированным напряжением базы (рис. 5.2). Благодаря делителю напряжение U_{Rb} на резисторе R_b не изменяется, поскольку не зависит от параметров транзистора. Как упоминалось в 5.1, при увеличении температуры увеличивается выходной ток, и, следовательно, возрастает падение напряжения $U_{Rэ}$ на резисторе $R_э$, включенном в цепь эмиттера. Это означает, что напряжение смещения на базе $U_{бэ0}$ уменьшается, поскольку

$$U_{бэ0} = U_{Rb} - U_{Rэ} .$$

Последнее обстоятельство приводит к тому, что ток через транзистор уменьшается, и рабочая точка стремится вернуться в исходное состояние (см. рис. 5.3, а и б). Таким образом, элементами эмиттерной стабилизации являются резисторы R_a, R_b и $R_э$. Коэффициент нестабильности выразится как

$$S = \frac{1 + \frac{R_э}{R_a} + \frac{R_э}{R_b}}{1 - \alpha + \frac{R_э}{R_a} + \frac{R_э}{R_b}} \quad . \qquad (5.9)$$

Из (5.9) следует, что для улучшения стабилизации сопротивления делителя следует выбирать по возможности малыми. Однако уменьшение R_a и R_b ограничивается возрастанием постоянного тока, потребляемого делителем от источника питания, а также – снижением входного сопротивления каскада. Из (5.9) также следует, что для уменьшения коэффициента нестабильности нужно увеличивать сопротивление резистора $R_э$. Но величина $R_э$ определяется выбором исходного режима транзистора и не может быть увеличена больше, чем это диктуется выбранным режимом работы транзистора по постоянному току. Компромиссным решением является выбор коэффициента нестабильности в пределах S = 3…7, а уже на основе заданного (выбранного) S делается расчет делителя в цепи базы.

Конденсатор $C_э$ (рис. 5.5), включенный параллельно $R_э$, ставится для исключения внешней отрицательной обратной связи для переменного тока, снижающей коэффициент усиления каскада, и никакого отношения к стабилизации исходного режима работы не имеет.

Контрольные вопросы

1. Какими параметрами характеризуется исходный режим работы транзистора?
2. Каким способом осуществляется исходный режим работы?
3. Какие дестабилизирующие факторы действуют при изменении температуры окружающей среды?
4. Что такое коэффициент нестабильности?
5. Когда целесообразно применять коллекторную стабилизацию исходного режима?
6. В чем физический смысл эмиттерной стабилизации?
7. В каком направлении нужно изменять сопротивления делителя в цепи базы, чтобы уменьшить коэффициент нестабильности?

6. Каскады предварительного усиления

6.1. Резистивный каскад ОЭ

Основным видом каскадов предварительного усиления являются резистивные каскады, так как они обеспечивают равномерное усиление в достаточно широкой полосе частот при крайней простоте схемы, а также малых габаритах и низкой стоимости ее элементов. Отсутствие индуктивностей сводит к минимуму паразитные взаимные влияния между каскадами, а также влияния внешних полей.

Наиболее часто применяются **резистивные каскады ОЭ с эмиттерной стабилизацией** (см. рис. 5.5), как обеспечивающие наибольшее усиление по мощности при достаточно высокой стабильности исходного режима. Кроме того, каскады ОЭ имеют относительно большое входное сопротивление, что позволяет в достаточной степени использовать усилительные свойства транзистора предшествующего каскада без специальных мер согласования между каскадами.

Выбор исходного режима

Естественно, что однотактный каскад предварительного усиления может работать только в режиме А. При этом должны быть приняты меры к возможному снижению величин $E_к$ и $I_{к0}$. Степень допустимого снижения этих величин оказывается тем большей, чем меньше напряжения, токи и мощности сигналов, усиливаемых каскадом. Помимо уменьшения потребляемой каскадом мощности, снижение $E_к$ позволяет получить требуемую степень подавления паразитной обратной связи за счет общего источника питания усилителя и необходимое сглаживание пульсаций питающего напряжения при меньшей величине емкости развязывающего фильтра, а снижение $I_{к0}$ уменьшает уровень собственных шумов транзистора. Следует, однако, иметь в виду, что чрезмерное снижение $E_к$ и $I_{к0}$ может привести к уменьшению β и повышению влияния начального тока $I_{кн}$.

При значительных величинах усиливаемого сигнала необходимо учитывать, что в исходном режиме напряжение $U_{кэ0}$ и рассеиваемая транзистором мощность $P_0 = U_{кэ0} \cdot I_{к0} \approx P_к$ не должны превышать допустимых для данного транзистора значений при максимальной температуре так же, как и максимальные мгновенные значения напряжения $u_{кэ\,max}$ и $i_{к\,max}$ – их допустимые величины.

Ввиду наличия емкости $C_с$, связывающей рассматриваемый каскад с последующим по переменному току и изолирующей их по постоянному току (см. рис.5.5), нагрузкой каскада по постоянному току является резистор $R_к$.

При малом уровне сигналов (порядка нескольких милливольт) для определения исходного режима необязательно прибегать к построению динамических характеристик и можно ограничиться приводимыми ниже приближенными соотношениями.

Исходный ток коллектора рассчитываемого каскада

$$I_{к0} \approx (1{,}3\ldots1{,}5)I_{вх\ сл}\ , \qquad (6.1)$$

где $I_{вх\ сл}$ – амплитуда тока входной цепи следующего каскада. Выбор $I_{к0}$ с указанным в (6.1) превышением по отношению к $I_{вх\ сл}$ объясняется тем, что: во-первых, амплитуда тока в выходной цепи рассчитываемого каскада $I_к$ обычно в 1,2…1,3 раза больше $I_{вх\ сл}$ за счет токов через сопротивление $R_к$ данного каскада и сопротивления плеч делителя смещения следующего каскада ($R_{a\ сл}$ и $R_{b\ сл}$), которые для переменного тока включены все параллельно входной цепи транзистора этого каскада; во-вторых, необходимо иметь некоторый дополнительный запас по величине $I_{к0}$ во избежание нелинейных искажений или даже отсечки тока при возможных превышениях уровня входного сигнала.

Исходное напряжение между коллектором и эмиттером

$$U_{кэ0} = Eк - I_{к0}(R_к + R_э). \qquad (6.2)$$

Здесь

$$R_к = \frac{(0{,}3\ldots0{,}5)E_к}{I_{к0}}\ ; \qquad (6.3)$$

$$R_э = \frac{(0{,}1\ldots0{,}2)E_к}{I_{к0}}, \qquad (6.4)$$

причем $E_к$ – выбранное напряжение питания.

Обычно принимают $U_{кэ0}$ = (3…7) В. Напряжение смещения базы $U_{бэ0}$, необходимое для получения при номинальной температуре требуемого тока $I_{к0}$ при $U_{кэ0}$, соответствующем (6.2), определяется из статической входной характеристики для среднего значения напряжения $U_{кэ}$ (см. рис. 4.4).

Сопротивления делителя смещения R_a и R_b, как параметры, обеспечивающие при выбранных значениях $E_к$, $I_{к0}$, $R_к$ и $R_э$ необходимую величину $U_{бэ0}$ и заданный коэффициент нестабильности S, рассчитываются:

$$R_{дел} = \frac{R_a R_b}{R_a + R_b} = \frac{S-1}{1-\dfrac{S}{\beta+1}} R_э - r_б\ , \qquad (6.5)$$

$$R_a = \frac{E_к}{U_{бэ0} + I_{к0}R_э} R_{дел}\ , \qquad (6.6)$$

$$R_b = \frac{R_a R_{дел}}{R_a - R_{дел}}\ . \qquad (6.7)$$

Определение технических показателей каскада на средних частотах

Сопротивление нагрузки каскада переменному току $R_{2\sim}$ вследствие шунтирующего действия входных цепей последующего каскада значительно меньше, чем для постоянного тока. На средних частотах, где влиянием емкостей C_c и $C_{э\,сл}$ можно пренебречь (см. параграф 1.4)

$$R_{2\sim} = \left(\frac{1}{R_к} + \frac{1}{R_{асл}} + \frac{1}{R_{bсл}} + \frac{1}{R_{вхсл}} \right)^{-1} . \qquad (6.8)$$

Небольшая величина этого сопротивления (порядка сотен или десятков ом) дает основание считать режим нагрузки каскада близким к режиму короткого замыкания. В соответствии с этим $K_{I0} \approx \beta_0$ *).

С учетом потерь тока в цепях коллектора и делителя смещения коэффициент усиления по току каскада ОЭ

$$K_{I0} = \beta_0 \frac{R_{2\sim}}{R_{вхсл}} . \qquad (6.9)$$

Величины K_{E0}, $R_{вх}$ и $R_{вых}$ для средних частот могут быть рассчитаны на основе приближенных выражений табл. 3.2. При этом должно быть учтено наличие делителей смещения базы рассчитываемого и последующего каскадов. В частности, если предшествующий каскад представляет собой каскад ОБ или ОЭ, сопротивление источника сигналов для переменного тока

$$R_{1\sim} = \left(\frac{1}{R_{кпр}} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_b} \right)^{-1} , \qquad (6.10)$$

где R_a и R_b – сопротивления делителя смещения рассматриваемого каскада, а $R_{кпр}$ – внешнее сопротивление коллекторной цепи, предшествующего каскада (выходным сопротивлением транзистора предшествующего каскада $R_{выхпр}$ можно пренебречь, т.к. обычно $R_{выхпр} >> R_{кпр}$).

Таким образом, величина коэффициента передачи по отношению к E_1 (сквозного коэффициента передачи)

$$K_{E0} = \frac{\beta_0 R_{2\sim}}{r_б + r_э(\beta_0 + 1) + R_{1\sim}} . \qquad (6.11)$$

Положив в выражении (6.11) $R_{1\sim} = 0$, получаем значение коэффициента усиления по напряжению для каскада ОЭ

$$K_{U0} = \frac{\beta_0 R_{2\sim}}{r_б + r_э(\beta_0 + 1)} . \qquad (6.11а)$$

На основании табл. 3.2 и выражения (6.9) коэффициент усиления по мощности

*) Условимся сопровождать в дальнейшем величины, относящиеся к средним частотам, индексом 0.

$$K_P = K_{U0}K_{I0} = \beta_0^2 \frac{R_{2\sim}^2}{R_{вх}R_{вхсл}} \quad . \qquad (6.12)$$

Первичные параметры транзистора $r_э$, $r_б$ и $r_к$, необходимые для определения K_{E0}, K_{U0} и K_{I0}, находятся из выражений (3.7)…(3.14).

Коэффициент гармоник при малом уровне сигналов ввиду незначительной величины нелинейных искажений обычно не рассчитывается.

Влияние емкостей C_c и $C_э$

В рассматриваемом каскаде (рис. 5.5) частотные искажения в области низших частот вызываются переходной емкостью C_c и емкостью $C_э$, шунтирующей по переменному току сопротивление $R_э$. Воспользовавшись схемой замещения рис. 1.6б и имея в виду, что $R_к$ – внешнее сопротивление цепи коллектора, а $R_н = R'_{вхсл}$ – эквивалентное входное сопротивление следующего каскада, получим в соответствии с [1] выражение для относительного усиления

$$y_c = \frac{1}{\sqrt{1+\left(\frac{f'_c}{f}\right)^2}} \ , \qquad (6.13)$$

где f'_c – частота среза за счет влияния емкости C_c (см. параграф 1.4),

$$f'_c = \frac{1}{2\pi C_c\left(R_к + R'_{вхсл}\right)} \ . \qquad (6.14)$$

Здесь $R'_{вхсл} = \left(\frac{1}{R_{асл}} + \frac{1}{R_{bсл}} + \frac{1}{R_{вхсл}}\right)^{-1}$,

где $R_{вхсл} = r_{бсл} + r_{эсл}(\beta_{0сл}+1)$.

Из выражения (6.13) видно, что наличие переходной емкости C_c приводит к спаду амплитудно-частотной характеристики.

Физически это объясняется снижением величины выходного тока и его опережением по фазе, происходящим по мере уменьшения частоты.
При $f \to 0$, $\phi_c \to \pi/2$ (см. рис.1.8).

Задавшись допустимым значением коэффициента частотных искажений $M_{нс} = \frac{1}{y_{нс}}$ на самой низшей частоте диапазона, из (6.13) и (6.14) можно определить минимальную необходимую величину переходной емкости

$$C_c = \frac{10^6}{2\pi f_н\left(R_к + R'_{вхсл}\right)\sqrt{\frac{1}{y_{нс}^2}-1}} \ \text{мкФ}. \qquad (6.15)$$

Емкость конденсатора, шунтирующего сопротивление в цепи эмиттера $R_э$ (рис. 5.5) определяется в соответствии с [1] как

$$C_э = \frac{10^6}{2\pi f_э R_э} \text{ мкФ}, \qquad (6.16)$$

где частота среза, обусловленная влиянием $C_э$,

$$f_э = f_н \sqrt{\frac{1-\left(\frac{y_н}{y_{нс}}\right)^2}{\gamma^2\left(\frac{y_н}{y_{нс}}\right)^2 - 1}}, \qquad (6.17)$$

а $y_н$ – общая неравномерность частотной характеристики на низких частотах, учитывающая суммарные искажения за счет емкостей $C_с$ и $C_э$. Этой величиной следует задаваться.

Входящий в выражение (6.17) параметр γ представляет собой глубину отрицательной обратной связи по току, создаваемой сопротивлением $R_э$ на частоте $f \to 0$ и определяется как

$$\gamma = 1 + \frac{R_э(\beta_0 + 1)}{r_б + r_э(\beta_0 + 1)}. \qquad (6.18)$$

6.2. Резистивный каскад ОЭ с неблокированным сопротивлением в цепи эмиттера

Схема каскада с неблокированным сопротивлением $R_э$ отличается от изображенной на рис. 5.5 только отсутствием емкости $C_э$. Выбор исходного режима и его стабилизация ничем не отличается от рассмотренных выше, т.к. отсутствие емкости $C_э$ для постоянного тока ничего не меняет. Особые свойства каскада с неблокированным сопротивлением $R_э$ проявляются в режиме переменного тока, когда это сопротивление, не шунтируемое емкостью, образует внешнюю частотно-независимую отрицательную обратную связь по току последовательного типа. В результате действия указанной обратной связи возрастает входное сопротивление каскада, что позволяет получить от предшествующего каскада большее усиление по напряжению или повысить использование ЭДС источника сигналов. Кроме того, стабилизируются основные технические показатели каскада, т.к. уменьшается влияние разброса параметров транзистора. В то же время резко уменьшается усиление по напряжению рассматриваемого каскада и возрастает его выходное сопротивление. Последнее, правда, не имеет существенного значения, поскольку при $R_{вых} >> R_к$ параллельное соединение $\frac{R_{вых} R_к}{R_{вых} + R_к} \approx R_к$.

Все технические показатели этого каскада для средних частот могут быть получены из соответствующих выражений для каскада с шунтированным $C_э$ сопротивлением $R_э$ (табл. 3.2) путем замены в них параметра $r_э$ величиной $R_э + r_э \approx R_э$. Если $R_э >> r_б$, то

$$R_{вх} \approx R_э(\beta_0+1). \qquad (6.19)$$

При этом условии и при $R_1 \approx 0$, как это следует из табл. 3.2,

$$K_U \approx \frac{R_{2\sim}}{R_э}\ ; \qquad (6.20)$$

$$R_{вых} \approx r_к\ . \qquad (6.21)$$

Расчет частотных искажений на низших частотах, возникающих за счет переходной емкости C_c, остается без изменений и выполняется с помощью выражений (6.13)…(6.15). Влияние на частотную характеристику емкости $C_э$ отсутствует.

В некоторых случаях применяют компромиссный вариант с шунтированием емкостью $C_э$ лишь части $R_{э2}$ общего сопротивления эмиттерной цепи $R_э = R_{э1} + R_{э2}$, определяемого выбором исходного режима и его стабилизацией (рис. 6.1). При этом входное сопротивление каскада увеличивается в меньшей степени так же, как и стабильность его технических показателей, зато обеспечивается уменьшение потерь усиления и меньшее возрастание выходного сопротивления.

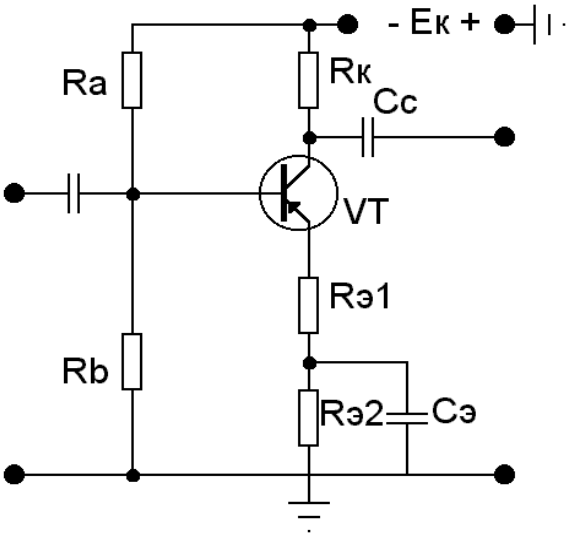


Рис. 6.1. Каскад ОЭ с частично шунтированным емкостью сопротивлением $C_э$

Расчеты технических показателей для режима переменного тока производятся по тем же формулам, что и в случае отсутствия сопротивления в цепи эмиттера, но с заменой $r_э$ на $R_{э1} + r_э$.

Расчет емкости $C_э$ выполняется по формулам (6.16), (6.17). однако в данном случае

$$f_э = \frac{1}{2\pi C_э R_{э2}}; \qquad (6.22)$$

$$f'_э = \gamma' f_э; \qquad (6.23)$$

$$\gamma' = 1 + \frac{R_{э2}(\beta_0 + 1)}{r_б + (R_{э1} + r_э)(\beta_0 + 1)}; \qquad (6.24)$$

$$C_э = \frac{10^6}{2\pi f'_э R_{э2}} . \qquad (6.25)$$

6.3. Эмиттерный повторитель

При перенесении сопротивления нагрузки полностью в эмиттерную цепь отрицательная обратная связь по току превращается в отрицательную обратную связь по напряжению с коэффициентом обратной связи b = 1, и каскад ОЭ с неблокированным сопротивлением $R_э$ превращается в каскад ОК или эмиттерный повторитель, схема которого приведена на рис. 2.9 (пункт 2.2.1).

Выбор исходного режима при малых уровнях сигналов можно производить приближенно, считая $I_{э0} \approx I_{к0}$ и используя выражение (6.1). Напряжение

$$U_{эк0} = E_к - I_{к0} R_э . \qquad (6.26)$$

Для повышения входного сопротивления каскада желательно увеличение $R_э$ в пределах, определяемых минимально допустимой величиной $U_{кэ0}$ (как уже упоминалось, в первых каскадах усилителя $U_{эк0} = U_{кэ0} = 3…7$ В).

Напряжение смещения $U_{бэ0}$ находится также, как и для каскада ОЭ. Расчет сопротивлений делителя приведен в параграфе 6.1.

Технические показатели каскада на средних частотах

Коэффициент передачи по току по отношению ко входной цепи следующего каскада

$$K_{I0} = (\beta + 1)\frac{R_{2\sim}}{R'_{вхсл}} , \qquad (6.27)$$

где

$$R_{2\sim} = \left(\frac{1}{R_э} + \frac{1}{R_{асл}} + \frac{1}{R_{bсл}} + \frac{1}{R_{вхсл}}\right)^{-1} . \qquad (6.28)$$

Коэффициент передачи по напряжению, определяемый в соответствии с табл. 3.2

$$K_{E0} = \frac{(\beta_0 + 1)R_{2\sim}}{r_б + (\beta_0 + 1)(r_э + R_{2\sim}) + R_{1\sim}} , \qquad (6.29)$$

где $R_{2\sim}$ и $R_{1\sim}$ находятся из (6.28) и (6.10).

Величины $R_{вх}$, $R_{вых}$ и K_P определяются из табл. 3.2 с учетом указанных значений $R_{2\sim}$ и $R_{1\sim}$.

В области низших частот влияние на частотную характеристику оказывает только переходная емкость C_c, которая учитывается так же как и в случае каскада ОЭ (см. выражение (6.15)). Различие состоит лишь в том, что выходное сопротивление $R_{вых} = R_к$ в схеме, которая изображена на рис. 1.6, б, должно быть рассчитано как

$$R'_{вых} = \frac{R_э R_{вых}}{R_э + R_{вых}} \approx \frac{R_э}{1 + \frac{R_э}{r_б + R_{1\sim}}(\beta_0 + 1)} . \qquad (6.30)$$

6.4. Широкополосные каскады усиления непрерывных колебаний

В широкополосных усилителях, предназначенных для усиления непрерывных колебаний в широком спектре частот (от 20 герц до нескольких десятков мегагерц), обычно оказывается необходимым применение частотной коррекции как в области высоких, так и в области низких частот.

Рассмотрим наиболее распространенные методы высокочастотной и низкочастотной коррекции каскада ОЭ.

Коррекция частотной характеристики в области высоких частот

Наиболее часто для коррекции частотной характеристики каскада в области высоких частот применяется частотно-зависимая отрицательная обратная связь по току образуемая в цепи эмиттера (эмиттерная обратная связь или эмиттерная коррекция АЧХ). Принципиальная схема каскада ОЭ с коррекцией такого вида представлена на рис. 6.2.

На рис. 6.2, а сопротивление резистора коррекции R_0 достаточно для получения требуемой стабильности по постоянному току, т.е. $R_0 = R_э$. В схеме рис. 6.2, б сопротивление резистора R_0 как элемента коррекции оказывается недостаточным, и последовательно с ним включается $R_э$, чтобы обеспечить $R_э = R'_э + R_{э0}$. Параллельно $R_{э0}$ включена емкость $C_{э0}$, которая выбирается на несколько порядков меньше емкости $C_э$ (рис. 6.2, б), вследствие чего шунтирующее действие $C_{э0}$ сказывается только в области высоких частот в то время, как на средних частотах емкостное сопротивление $C_{э0}$ значительно больше $R_{э0}$, что приведет к возникновению на этих частотах местной отрицательной обратной связи максимальной глубины, а, следовательно, снижению усиления (K'_{E0} вместо K_{E0}), что демонстрируется рисунком 6.3.

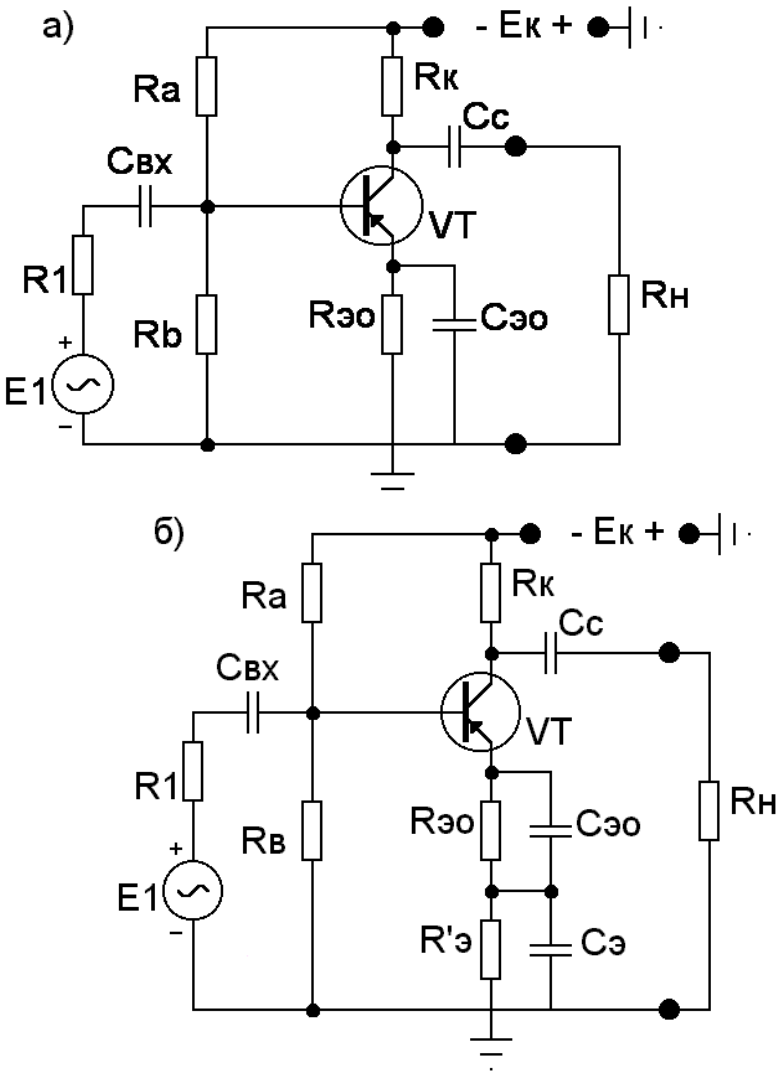


Рис. 6.2. Схема каскада ОЭ с эмиттерной коррекцией:
а - сопротивление резистора $R_{э0}$ как элемента коррекции достаточно для получения требуемой стабильности, т.е. $R_{э0} = R_э$;
б - для получения требуемой стабильности необходимо, чтобы $R_э = R'_э + R_{э0}$

Как уже говорилось, емкость $C_{э0}$ выбирается так, чтобы на средних частотах не шунтировать $R_{э0}$, за счет которого образуется ООС по току последовательного типа, имеющая глубину

$$\gamma'_0 = 1 + \frac{R_{э0}(\beta_0 + 1)}{r_б + r_э(\beta_0 + 1) + R_1} \ . \qquad (6.31)$$

В соответствии с этим сквозной коэффициент усиления на средних частотах при наличии ООС

$$K'_{E0} = \frac{K_{E0}}{\gamma'_0} \ , \qquad (6.32)$$

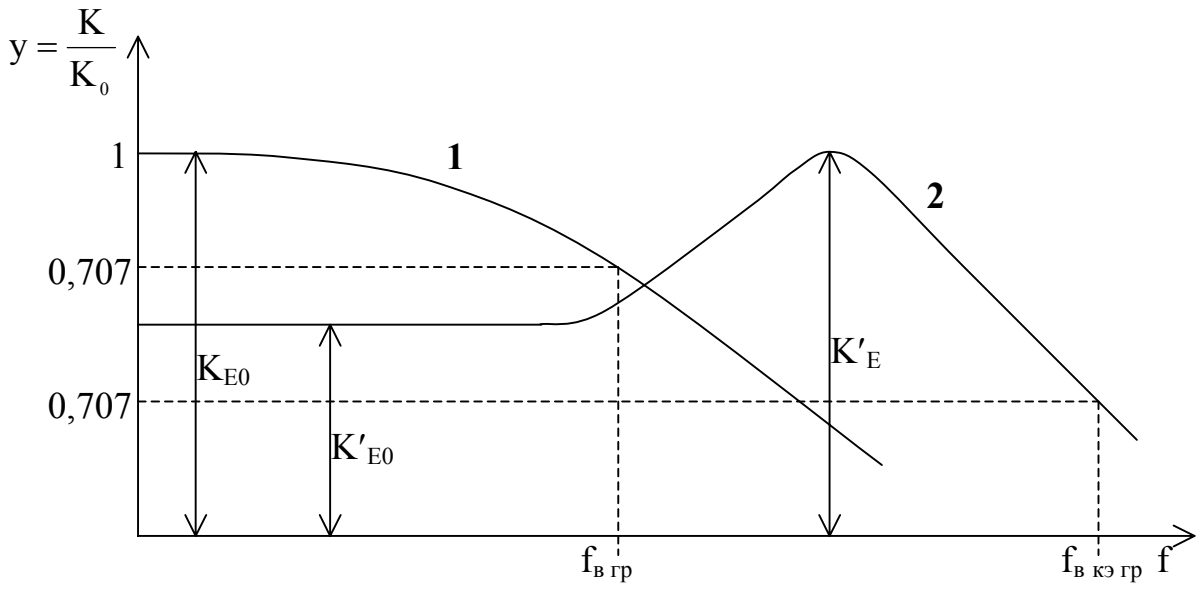


Рис. 6.3. Амплитудно-частотная характеристика в области высоких частот каскада ОЭ: кривая 1 – без коррекции; кривая 2 – при наличии коррекции посредством цепи $R_{э0}C_{э0}$

где K_{E0} – коэффициент усиления на средних частотах некорректированного каскада ОЭ (кривая 1, рис. 6.3). По мере увеличения частоты вследствие шунтирующего действия емкости $C_{э0}$ уменьшается глубина ООС по току, образуемой сопротивлением

$$Z_{э0} = \frac{R_{э0}}{\sqrt{1+\left(\omega C_{э0} R_{э0}\right)^2}}\ , \qquad (6.33)$$

а коэффициент усиления каскада K'_E возрастает. При этом в той или иной мере компенсируется спад коэффициента усиления, вызванный уменьшением β на высоких частотах и влиянием емкости коллекторного перехода $C_к$ (рис. 1.6, в). В результате коэффициент усиления K'_E в области высших частот может оказаться равным его значению для средних частот K_{E0} (кривая 2, рис. 6.3). Наличие максимума кривой 2 рис. 6.3 объясняется тем, что сначала по мере возрастания частоты увеличение коэффициента усиления, обуславливаемое снижением глубины обратной связи, с избытком компенсирует его уменьшение, вызванное указанными выше причинами, в результате чего усиление увеличивается. По мере дальнейшего возрастания частоты увеличение усиления ограничивается более интенсивным его спадом за счет β и $C_к$ на этих частотах.

Так как от широкополосного усилителя желательно иметь возможно большее усиление при достаточно широкой полосе равномерно усиливаемых частот, эффективность работы этого усилителя определяется коэффициентом добротности:

$$Д = K_{E0} f_{в\ гр}\ , \qquad (6.34)$$

где $f_{в\ гр}$ – верхняя граничная частота, на которой усиление уменьшается по сравнению с усилением на средних частотах в $\sqrt{2}$ раз, т.е. составляет ≈0,707 от усиления на средней частоте. При наличии эмиттерной коррекции коэффициент добротности каскада $Д_{кэ} = K'_{E0} \cdot f_{в\ кэ\ гр}$ за счет значительного увеличения $f_{в\ кэ\ гр}$ по сравнению с $f_{в\ гр}$ (рис. 6.3) оказывается больше Д (6.34)даже несмотря на уменьшение усиления (K'_{E0}) на средних частотах. Отношение $Д_{кэ}/Д$ характеризует выигрыш, получаемый за счет применения эмиттерной коррекции.

Помимо высокочастотной коррекции за счет эмиттерной обратной связи, в некоторых случаях применяют индуктивную коррекцию высоких частот, осуществляемую посредством индуктивности $L_к$, включаемой в коллекторную цепь (рис. 6.4).

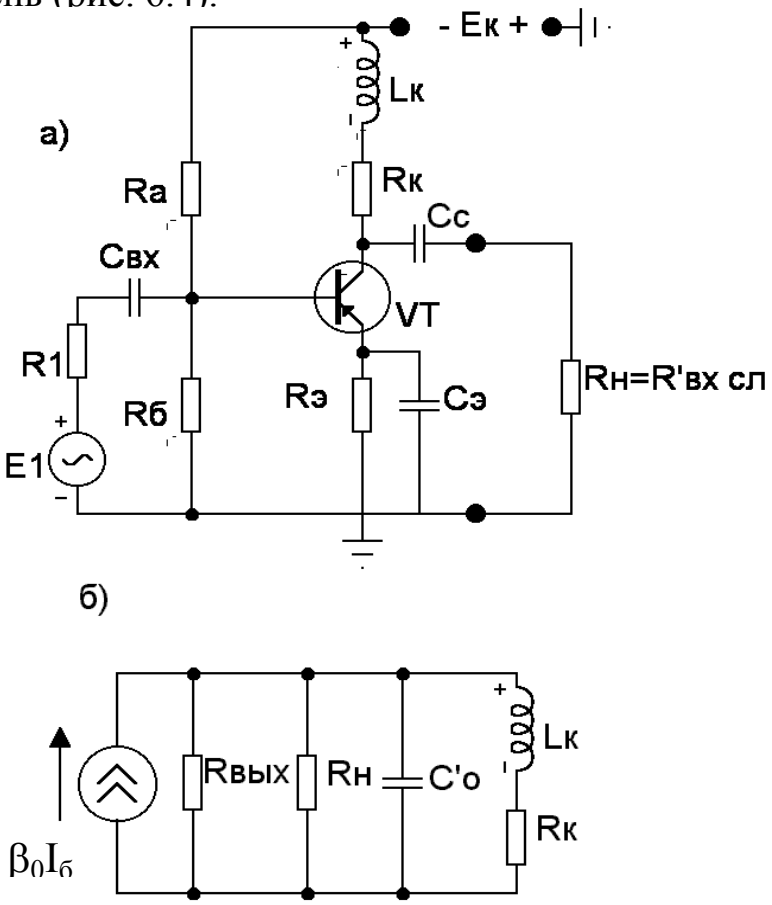


Рис. 6.4. Индуктивная коррекция высоких частот:
а - принципиальная схема каскада ОЭ с индуктивной коррекцией;
б - схема замещения

Схема замещения скорректированного каскада ОЭ в интересующем нас диапазоне высоких частот представлена на рис. 6.4, б.
Здесь $C'_0 = C_к(\beta_0 + 1) + C_м$ – эквивалентная емкость, включающая в себя емкость коллекторного p-n – перехода $C_к(\beta_0 + 1)$ и емкость монтажа $C_м$, влияние которых в области высоких частот оказывает шунтирующее дей-

ствие на сопротивление нагрузки $R_н$ и приводит к снижению усиления на этих частотах. Благодаря включению корректирующего дросселя $L_к$ в коллекторной цепи образуется параллельный резонансный контур, создаваемый элементами C'_0, $L_к$, $R_к$, который настраивается на частоту, близкую к наиболее высокой (интересующей нас) частоте усиливаемого диапазона. На частоте резонанса (резонанс токов) сопротивление активное и весьма большое, равное $L_к/C'_0R_к$. При этом общее сопротивление коллекторной нагрузки транзистора возрастает, что и приводит к росту коэффициента усиления каскада на рассматриваемой частоте.

Коэффициент добротности каскада при использовании индуктивной коррекции

$$Д_{ки} = K_{E0} \cdot f_{в\ ки\ гр},$$

где $f_{в\ ки\ гр}$ – граничная частота при индуктивной коррекции, а K_{E0} – коэффициент усиления каскада в области средних частот, ибо введение корректирующего дросселя $L_к$ не оказывает влияния на усиление в этой области частот.

Выигрыш от введения коррекции $Д_{ки}/Д >> 1$, более того, выигрыш при индуктивной коррекции оказывается большим, чем при эмиттерной, т.е. $Д_{ки} > Д_{кэ}$ в связи с тем, что усиление на средних частотах при индуктивной коррекции K_{E0} больше, чем при наличии эмиттерной коррекции K'_{E0} (см. рис. 6.3). Тем не менее, эмиттерная коррекция, основанная на применении отрицательной ОС, обеспечивает следующие существенные преимущества:

а) вследствие увеличения входного сопротивления скорректированного каскада увеличивается усиление по напряжению, обеспечиваемое предшествующим каскадом, поскольку указанное входное сопротивление является его нагрузочным сопротивлением;

б) повышается стабильность исходного режима работы транзистора за счет образования дополнительной ООС по постоянному току;

в) уменьшается влияние разброса параметров транзистора на величину усиления и частотную характеристику каскада.

Кроме того, в технологическом отношении предпочтительнее применение корректирующей емкости, а не корректирующей индуктивности.

Оба рассмотренных метода, помимо улучшения АЧХ, корректируют также и фазочастотную характеристику.

Коррекция частотной характеристики каскада ОЭ в области низких частот

Для коррекции частотной характеристики в области низких частот может быть использовано звено $C_ф R_ф$, включаемое в коллекторную цепь. Схема резистивного каскада ОЭ с коррекцией рассматриваемого вида

приведена на рис. 6.5, а. На рис. 6.5, б приведена схема замещения по переменному току.

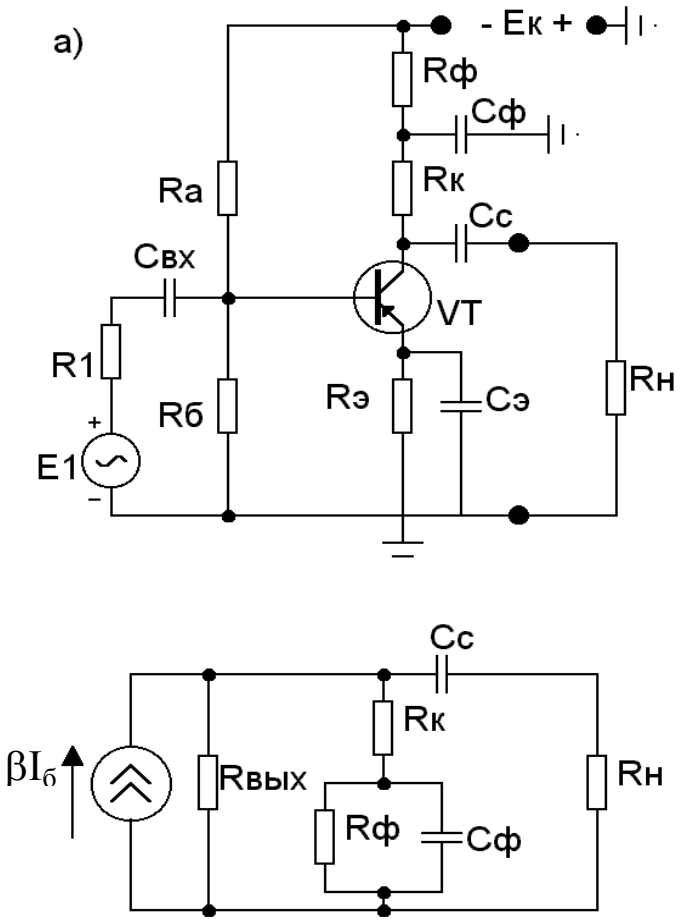


Рис. 6.5. Коррекция в области низких частот:
а - принципиальная схема каскада ОЭ с низкочастотной коррекцией; б - схема замещения по переменному току

Как упоминалось в 1.4 и 6.1, наличие переходной емкости C_c приводит к снижению усиления на низких частотах и спаду амплитудно-частотной характеристики в этой области частот. Включаемое в коллекторную цепь звено $C_ф R_ф$ и призвано скомпенсировать искажения в указанной области частот. Емкость $C_ф$ выбирается таким образом, что в области средних частот ее емкостное сопротивление $X_{C_Ф} = \frac{1}{j\omega C_Ф}$ значительно меньше $R_Ф$ и поэтому полностью шунтирует указанное сопротивление. Таким образом, на средних частотах нагрузка в цепи коллектора определяется только величиной $R_к$. По мере уменьшения частоты емкостное сопротивление $\frac{1}{j\omega C_Ф}$ возрастает и на определенной низкой частоте становится значительно больше $R_Ф$, благодаря чему сопротивление в коллекторной цепи

становится равным $R_к + R_Ф$. Это приводит к увеличению коэффициента усиления каскада K_E. Для получения эффективного действия коррекции необходимо, чтобы $R_Ф$ было значительно больше $R_к$, а сопротивление цепи $C_с R_н$ достаточно велико и практически не шунтировало коллекторную цепь $R_к$, $R_Ф$, $C_Ф$. Если при этом емкость конденсатора $C_э$ настолько велика, что можно считаться только с искажениями, создаваемыми переходной цепью $C_с$, то в этом случае параметрами коррекции являются безразмерные величины

$$b = \frac{R_к}{R_Ф} \quad \text{и} \quad m = \frac{C_Ф R_к}{C_с R_н}. \qquad (6.35)$$

Параметр b обычно лежит в пределах 0,3…0,7, а m = 0,6…1,4.

Рассмотренный метод корректирует также и фазочастотную характеристику каскада.

Контрольные вопросы

1. От чего зависит коэффициент усиления по напряжению резистивного каскада ОЭ?
2. Как влияют емкости $C_с$ и $C_э$ на частотную характеристику каскада ОЭ?
3. На каких частотах обнаруживается влияние емкости $C_э$, и в чем оно выражается?
4. Чем принципиально отличается каскад с неблокированным сопротивлением в цепи эмиттера от обычного каскада ОЭ?
5. Какая обратная связь имеет место в эмиттерном повторителе и почему он так называется?
6. Каково усиление по напряжению эмиттерного повторителя?
7. В каком примерном диапазоне частот работают широкополосные каскады усиления?
8. Какие методы коррекции частотной характеристики используются в области высоких частот?
9. В чем физическая сущность эмиттерной коррекции?
10. Что такое коэффициент добротности?
11. Что такое выигрыш, получаемый за счет применения коррекции?
12. В чем физический смысл индуктивной коррекции?
13. За счет чего выигрыш, получаемый от индуктивной коррекции оказывается больше, чем от эмиттерной?
14. По каким причинам отдается предпочтение эмиттерной коррекции?
15. Какими элементами схемы каскада ОЭ вызываются искажения, которые компенсирует низкочастотная коррекция $R_Ф C_Ф$?

7. Оконечные усилительные каскады

7.1. Однотактный каскад оконечного усиления

В однотактном оконечном каскаде усиления может быть применен только режим А (см. параграф 4.2). Работа транзистора в режиме А при больших уровнях сигнала характерна для предоконечных каскадов и оконечных каскадов малой мощности (до 0,5 Вт). В оконечном каскаде нагрузка может включаться как через трансформатор, так и непосредственно (бестрансформаторный оконечный каскад) в выходную цепь транзистора. На рис. 7.1 дано графическое изображение режима работы каскада по выходной цепи при включении ОЭ. Здесь прямая АВ представляет собой выходную динамическую характеристику, соответствующую напряжению питания $E_к$ при включении нагрузки через трансформатор и напряжению $E'_к$ при ее непосредственном включении. Угол наклона динамической характеристики φ определяется внешним сопротивлением коллекторной цепи переменному току $R_{к\sim}$, включенным в нее непосредственно или вносимым через трансформатор. В последнем случае $R_{к\sim} = \frac{R_2}{\eta_т n^2}$, где $\eta_т$ – КПД выходного трансформатора, откуда коэффициент трансформации

$$n = \sqrt{\frac{R_2}{\eta_т R_{к\sim}}} \quad . \qquad (7.1)$$

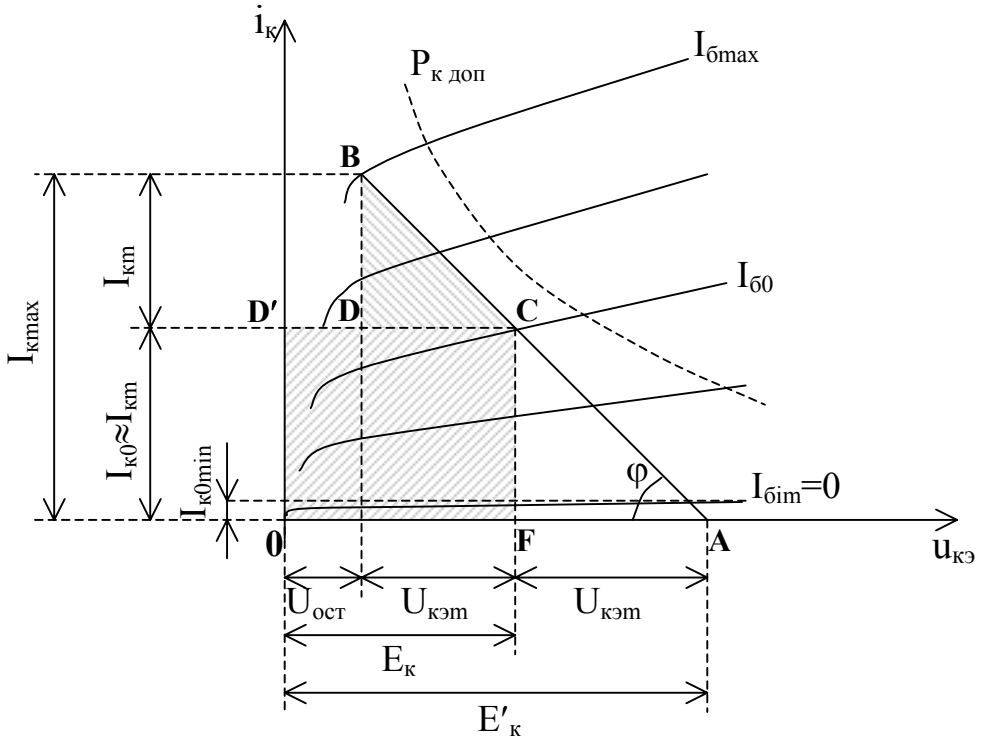


Рис. 7.1. Графическое изображение режима А работы оконечного каскада по выходной цепи

При изменении тока базы в пределах от 0 до $I_{бmax}$ коллекторный ток изменяется практически также от 0 до $I_{кmax}$. При этом амплитуда коллекторного тока $I_{кm}$ приближенно равна исходному постоянному току $I_{к0}$. Величина $U_{кэm} = I_{кm}ctg\varphi = I_{кm}R_{к\sim}$ представляет собой амплитуду падения напряжения на сопротивлении нагрузки $R_{к\sim}$, включенном между коллектором и эмиттером. Полезная мощность, выделяемая транзистором в этом сопротивлении

$$P_{\sim} = \frac{1}{2}U_{кэm}I_{кm} \ . \qquad (7.2)$$

Величина этой мощности графически выражается площадью треугольника BCD.

Мощность, потребляемая транзистором от источника питания при трансформаторном включении нагрузки

$$P_0 = E_к I_{к0} \ , \qquad (7.3)$$

графически выражается площадью прямоугольника OD′CF.

Коэффициент полезного действия каскада

$$\eta = \frac{P_{\sim}}{P_0} = \frac{1}{2}\frac{U_{кэm}I_{кm}}{E_к I_{к0}} = \frac{1}{2}\xi\gamma \ , \qquad (7.4)$$

где $\xi = \frac{U_{кэm}}{E_к}$ - коэффициент использования коллекторного напряжения;

$\gamma = \frac{I_{кm}}{I_{к0}}$ - коэффициент использования коллекторного тока.

Для транзисторного каскада в режиме А величины ξ и γ близки к единице, и при включении ОЭ $\eta_A = 0{,}45\ldots0{,}47$, а при включении ОБ $\eta_A = 0{,}48\ldots0{,}49$.

Указанные значения КПД (η_A) относятся к максимальным амплитудам напряжения и тока $U_{кэm}$ и $I_{кm}$ и по мере уменьшения напряжения сигнала КПД резко падает, т.к. при этом величины $U_{кэm}$ и $I_{кm}$ уменьшаются, а исходный коллекторный ток $I_{к0}$ остается практически неизменным вплоть до исчезновения сигнала на входе. При изменяющемся напряжении сигнала это является существенным недостатком режима А.

Величина отдаваемой транзистором мощности $P_{\sim}$ ограничивается наибольшими допустимыми значениями напряжения $U_{кэ\ доп}$ и тока $I_{к\ доп}$ транзистора, а также рассеиваемой на коллекторе мощностью $P_{к\ доп}$. Из рис. 7.1 видно, что при трансформаторном включении нагрузки наибольшее мгновенное значение напряжения между коллектором и эмиттером равно $E_{к0} + U_{кэm}$. Так как необходимо обеспечить $E_к + U_{кэm} \le U_{кэ\ доп}$ с известным запасом, принимают, что наибольшее допустимое напряжение питания $E_{к\ доп} = (0{,}35\ldots0{,}45)U_{кэ\ доп}$.

Мощность, рассеиваемая в транзисторе, равна разности между мощностью, потребляемой транзистором от источника питания, и мощностью, выделяемой им в сопротивлении нагрузки. Эта мощность рассеивается в виде тепла. При этом подавляющая часть мощности потерь выделяется в области коллекторного p-n – перехода, имеющего сопротивление во много раз большее сопротивления эмиттерного p-n – перехода.

Таким образом, мощность, рассеиваемая на коллекторе,

$$P_к = P_0 - P_\sim = \frac{P_\sim}{\eta} - P_\sim = \frac{1-\eta}{\eta} P_\sim \ . \qquad (7.5)$$

При выделении максимальной полезной мощности в режиме А $\eta \approx 0{,}5$ и $P_к \approx P_\sim$. При отсутствии сигнала $P_\sim = 0$ и $P_к = P_0 = P_{к\,max}$.

Следовательно, в режиме А наибольшее значение мощности выделяется на коллекторном p-n – переходе при отсутствии сигнала, когда вся потребляемая транзистором мощность рассеивается в нем в виде тепла. При этом необходимо выполнение условия $P_0 < P_{к\,доп}$.

Таким образом, в режиме А транзисторы больше всего подвержены перегреву при отсутствии сигнала на входе. Это является недостатком режима А, с точки зрения его энергетических показателей.

Определение нелинейных искажений

Основным методом определения нелинейных искажений является **метод пяти ординат**, сущность которого излагается ниже.

Пусть известны сквозная динамическая характеристика $i_2 = F(e_1)$ и данные выбранного исходного режима А. Каскад возбуждается гармонической ЭДС $e_1 = E_{1m}\cos\omega t$ (рис. 7.2). Тогда искаженный выходной ток i_2, представляющий собой периодическую функцию времени с основной частотой ω, может быть представлен в виде ряда Фурье. Ограничимся первыми пятью членами разложения, поскольку для практических расчетов вполне достаточно знать продукты искажений тока до четвертой гармоники включительно. Так как кривая выходного тока симметрична относительно вертикальной оси, проходящей через середину между точками пересечения кривой с осью абсцисс, так что $F(\pi - \omega) = F(\omega t)$, начальные фазы всех гармонических составляющих равны 0 или π и выражение для ряда Фурье упрощается, приобретая следующий вид:

$$i_2 = I_{ср} + I_{1m}\cos\omega t + I_{2m}\cos 2\omega t + I_{3m}\cos 3\omega t + I_{4m}\cos 4\omega t \ .$$

Задаваясь значениями обобщенного времени ωt, равными $0, \frac{\pi}{3}, \frac{\pi}{2}, \frac{2\pi}{3}, \pi$, можно для этих значений ωt дополнительно упростить разложение, т.к. для них величины косинусов равны 0, ±1 или ±1/2.

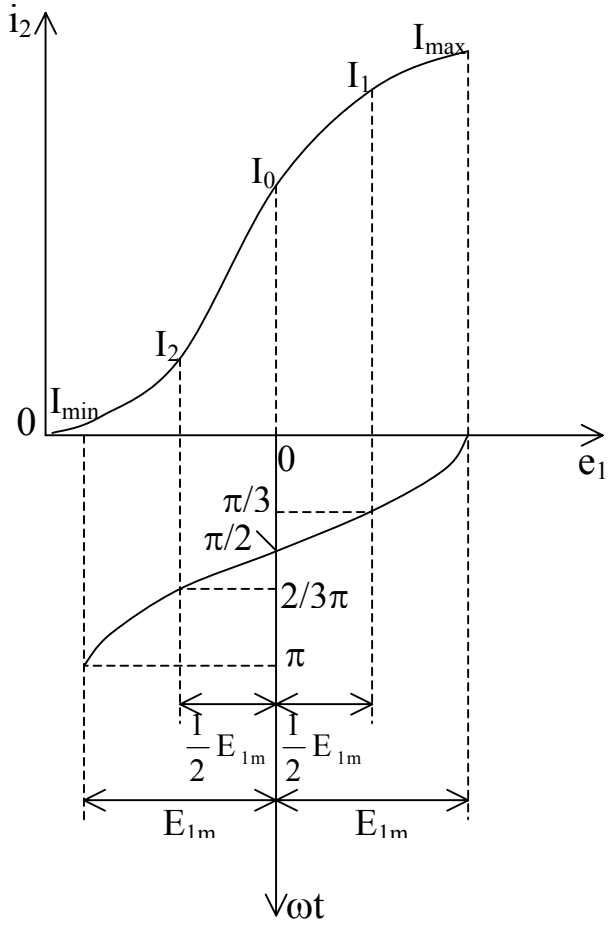


Рис. 7.2. Метод пяти ординат

Находя по сквозной динамической характеристике токи I_{max}, I_1, I_0, I_2, I_{min}, соответствующие принятым выше значениям ωt, можно получить значения для гармонических составляющих:

$$\left.\begin{aligned}
I_{1m} &= \frac{I_{max} - I_{min} + I_1 - I_2}{3};\\
I_{2m} &= \frac{I_{max} + I_{min} - 2I_0}{4};\\
I_{3m} &= \frac{I_{max} - I_{min} - 2(I_1 - I_2)}{6};\\
I_{4m} &= \frac{I_{max} + I_{min} - 4(I_1 + I_2) + 6I_0}{12};\\
I_{cp} &= \frac{I_{max} + I_{min} + 2(I_1 + I_2)}{6}.
\end{aligned}\right\} \qquad (7.6)$$

Здесь выражение для I_{cp} представляет собой среднеарифметическое значение выходного тока за период.

Исходный коэффициент гармоник каскада находится в соответствии с (1.14).

Следует указать, что амплитуды некоторых гармоник могут иметь отрицательные значения, что несущественно, поскольку коэффициент гармоник определяется через квадраты амплитуд.

7.2. Двухтактные оконечные каскады

Существует два основных вида двухтактной схемы:

а) двухтактная схема с параллельным питанием усилительных элементов (рис. 7.3, а);

б) двухтактная схема с последовательным питанием усилительных элементов (рис. 7.3, б)[*)].

В схеме с параллельным питанием усилительных элементов (УЭ) выходной трансформатор принципиально необходим, т.к. связь между плечами схемы осуществляется здесь только за счет общего магнитного потока в сердечнике трансформатора. В схеме с последовательным питанием сопротивление нагрузки может быть включено непосредственно, как это показано на рис. 7.3, б.

Как видно из приведенных схем замещения, использование усилительных элементов в любом двухтактном каскаде имеет следующие особенности:

а) напряжения u'_1 и u''_1 подводятся к входным электродам 1 усилительных элементов в противофазе;

б) выходные электроды усилительных элементов 2 подключаются к противоположным концам сопротивления нагрузки $R_н$ при ее непосредственном включении или к противоположным концам первичной обмотки при включении нагрузки через трансформатор.

Этим включение усилительных элементов в двухтактной схеме отличается от обычного параллельного (однотактного) их включения, при котором выходные электроды, соединенные параллельно, подключаются к одному и тому же концу сопротивления нагрузки или первичной обмотки трансформатора, а напряжения на входных электродах изменяются синфазно.

Отсюда вытекают основные свойства двухтактной схемы.

Пусть усилительные элементы плеч двухтактной схемы возбуждаются гармоническими входными напряжениями u'_1 и u''_1, имеющими частоту ω и одинаковые амплитуды U_{m1}, но находящиеся в противофазе и суммирующиеся с напряжением смещения U_0 (см. рис. 7.3) так, что

$$u'_1 = U_0 + U_{1m}\cos\omega t; \quad u''_1 = U_0 + U_{1m}\cos(\omega t + \pi).$$

[*)] На рис. 7.3 показаны направления полных мгновенных значений токов плеч i'_2 и i''_2.

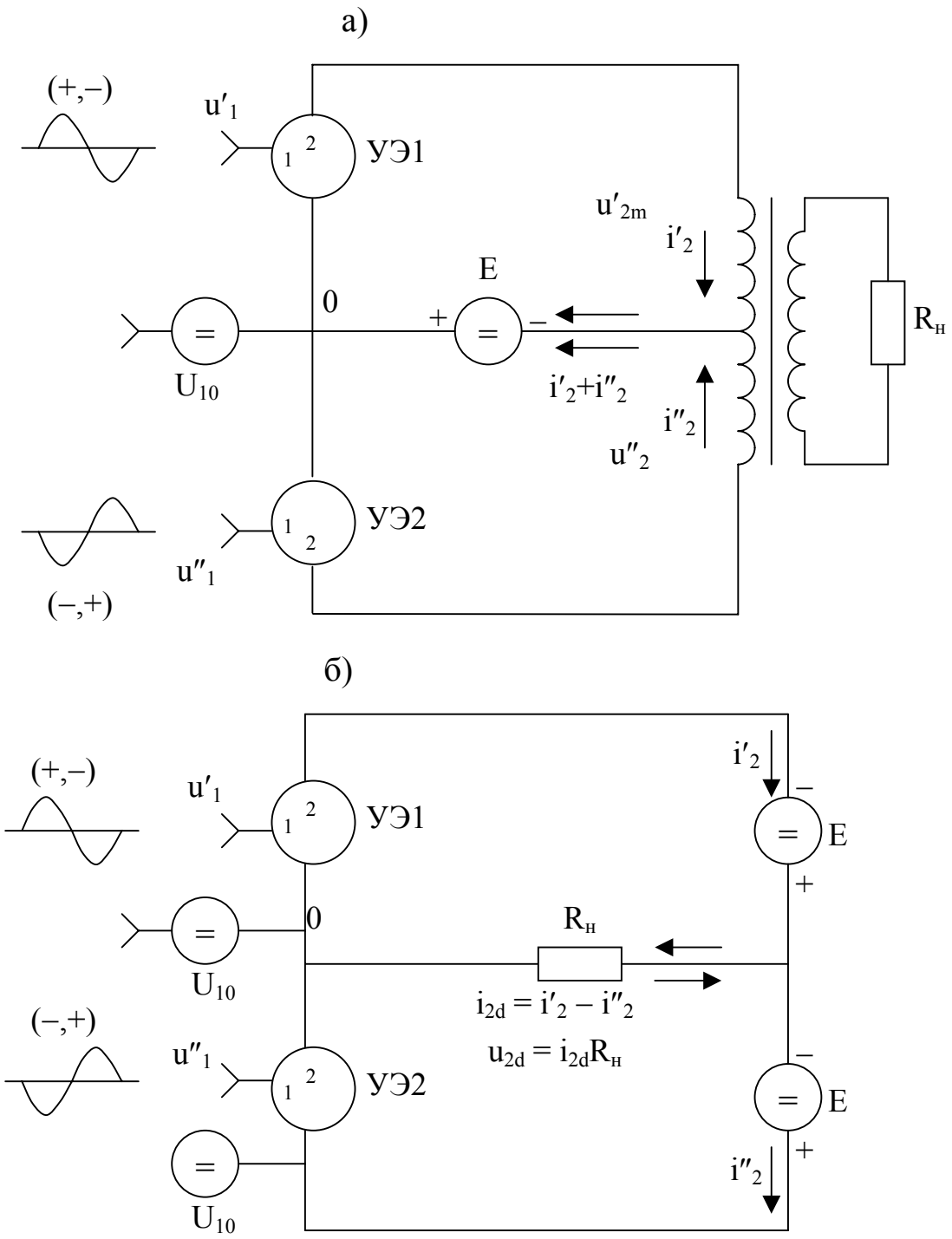


Рис.7.3. Схема замещения двухтактного оконечного каскада:
а - с параллельным питанием; б - с последовательным питанием

Тогда выходной ток i'_2 первого плеча, получивший нелинейные искажения вследствие кривизны динамической характеристики плеча, за счет отсечки этого тока или по каким-либо другим причинам, может быть представлен следующим образом при помощи ряда Фурье (см. 7.1):

$$i'_2 = I_{ср} + I_{1m}\cos\omega t + I_{2m}\cos 2\omega t + I_{3m}\cos 3\omega t + I_{4m}\cos 4\omega t + \ldots .$$

При одинаковых параметрах плеч вследствие сдвига по фазе на π переменной составляющей напряжения u''_1 по отношению к u'_1, ток второго плеча

$i''_2 = I_{ср} + I_{1m}\cos(\omega t+\pi) + I_{2m}\cos(2\omega t+\pi) + I_{3m}\cos(3\omega t+\pi) + I_{4m}\cos(4\omega t+\pi) + \ldots$,

так как сдвиг по фазе на π искаженной кривой тока i''_2 равносилен сдвигу по фазе тока первой гармоники на π, а тока n-ой гармоники на nπ.

Учитывая получившиеся сдвиги фаз, имеем

$$i''_2 = I_{ср} - I_{1m}\cos\omega t + I_{2m}\cos 2\omega t - I_{3m}\cos 3\omega t + I_{4m}\cos 4\omega t - \ldots .$$

Так как выходные электроды усилительных элементов подключаются к противоположным концам сопротивления нагрузки или первичной обмотки выходного трансформатора, токи i'_2 и i''_2 в этом сопротивлении или в половинах обмотки трансформатора имеют всегда противоположные направления. Поэтому при непосредственном включении нагрузки результирующий или разностный выходной ток

$$i_{2d} = i'_2 - i''_2 . \qquad (7.7а)$$

При включении нагрузки через трансформатор токи i'_2 и i''_2, протекающие по половинам первичной обмотки в противоположных направлениях, создают магнитодвижущие силы $\frac{W_1}{2}i'_2$ и $\frac{W_1}{2}i''_2$ различных знаков так, что результирующая магнитодвижущая сила равна

$$\frac{W_1}{2}\left(i'_2 - i''_2\right) = \frac{W_1}{2}i_{2d} . \qquad (7.7б)$$

Очевидно, что именно эта магнитодвижущая сила вызывает магнитный ток в сердечнике трансформатора, а также напряжение в нагрузке

$$u_{нd} \approx u_{2d}\, 2n = i_{2d}\, R_d\, 2n$$

и ток

$$i_{нd} \approx \frac{i_{2d}}{2n}$$

в его вторичной обмотке (здесь $n = W_2/W_1$ – коэффициент трансформации выходного трансформатора; 2n – его коэффициент трансформации по отношению к половине первичной обмотки).

Таким образом, ток в нагрузке равен или пропорционален разностному выходному току $i_{2d} = i'_2 - i''_2$. Это положение является основой так называемого **метода разностных токов**, применяемого для исследования работы двухтактной схемы.

Использовав для токов i'_2 и i''_2 приведенные выше разложения в ряд Фурье и находя их разность, получим

$$i_{2d} = 2I_{1m}\cos\omega t + 2I_{3m}\cos 3\omega t + \ldots + 2I_{(2k+1)m}\cos(2k+1)\omega t + \ldots , \qquad (7.8)$$

где k – целые положительные числа от k = 2 и выше.

Выражение (7.8) показывает, что в нагрузке, включенной в выходную цепь непосредственно или через трансформатор, при одинаковых параметрах плеч токи нечетных гармоник удваиваются, постоянные составляющие (средние значения) токов и токи четных гармоник взаимно компенсируются.

Для схемы с параллельным питанием (рис. 7.3, а) токи плеч в цепи источника питания Е складываются, и суммарный ток

$$i_{2s} = 2I_{cp} + 2I_{2m}\cos 2\omega t + 2I_{4m}\cos 4\omega t + ... + 2I_{2km}\cos 2\omega kt + ... \qquad (7.9)$$

Таким образом, в цепи питания отсутствуют токи нечетных гармоник, включая первую, т.е. отсутствует ток основной частоты (частоты сигнала) ω. В схеме с последовательным питанием (рис. 7.3, б) через источник питания проходят токи соответствующих плеч i'_2 и i''_2.

На основании изложенного можно сделать выводы о следующих практических преимуществах двухтактной схемы по сравнению с однотактной.

1. Компенсация четных гармоник выходного тока в цепи нагрузки уменьшает нелинейные искажения при работе усилительных элементов в режиме А и, что еще важнее, позволяет применить экономичный и эффективный режим В.
2. Компенсация постоянных составляющих выходного тока в цепи нагрузки при ее непосредственном включении снижает потери мощности в этой цепи по постоянному току и в некоторых случаях улучшает режим работы устройств нагрузки (например, громкоговорителей).При включении нагрузки через трансформатор компенсация постоянных составляющих магнитодвижущей силы и постоянного магнитного потока в трансформаторе приводит к увеличению динамической магнитной проницаемости материала сердечника. Это в ряде случаев позволяет при заданных электрических параметрах трансформатора значительно снизить его габариты, массу и стоимость.
3. Нечувствительность двухтактной схемы к синфазным изменениям возбуждающих напряжений позволяет допускать большую величину пульсации питающих напряжений, так как эти пульсации синфазно изменяют потенциалы соответствующих электродов усилительных элементов в плечах каскада, что приводит к снижению габаритов, массы и стоимости питающих устройств.
4. Компенсация токов основной частоты в цепях питания двухтактного каскада с параллельным питанием усилительных элементов значительно ослабляют паразитную обратную связь за счет общих источников питания усилителя.

Сделанные выводы о полной взаимной компенсации четных гармоник и постоянных составляющих в цепи нагрузки, а также нечетных гармоник

в цепи питания каскада справедливы при полной симметрии плеч двухтактной схемы. При наличии асимметрии получается лишь ослабление соответствующих гармоник или постоянных составляющих, причем степень ослабления тем больше, чем меньше асимметрия.

7.2.1. Двухтактный каскад усиления в режиме А

Имея в виду, что в режиме А усилительные элементы работают непрерывно на протяжении всего периода в линейной области характеристик, можно производить графоаналитический расчет сначала для одного плеча, работающего на сопротивлении $R'_н$. При этом остается в силе все сказанное в 7.1 о расчете однотактного каскада (здесь $R'_н = R_{к\sim}$).

При переходе к двухтактной схеме нужно учитывать, что должно быть обеспечено сопротивление разностному току

$$R_d = \frac{R'_н}{2},$$

где $R'_н$ – внешнее сопротивление выходной цепи, полученное при расчете одного плеча.

В двухтактной схеме с последовательным питанием усилительных элементов указанной величине R_d должно быть равно сопротивление нагрузки $R_н$ (рис. 7.3, б), включаемое непосредственно или через трансформатор, коэффициент трансформации которого

$$n = \sqrt{\frac{R_н}{\eta_т R_d}}. \qquad (7.10)$$

В схеме с параллельным питанием (рис. 7.3, а) сопротивление R_d должно вноситься в половину первичной обмотки выходного трансформатора, так что его коэффициент трансформации по отношению к половине обмотки $W_1/2$ определяется выражением (7.10), а коэффициент трансформации по отношению ко всей первичной обмотке

$$n = \frac{W_2}{W_1} = \frac{1}{2}\sqrt{\frac{R_н}{\eta_т R_d}}. \qquad (7.11)$$

Выходное сопротивление двухтактного каскада разностному току (без учета действия выходного трансформатора)

$$R_{выхd} = \frac{R_{вых}}{2},$$

где $R_{вых}$ – выходное сопротивление плеча в выбранной рабочей точке.

При переходе к двухтактной схеме мощность удваивается, т.е. $P'_\sim = 2P_\sim$, $P'_0 = 2P_0$. Допустимое напряжение питания определяется так же, как и для однотактного каскада.

Так как транзисторы в плечах двухтактной схемы используются в режиме, близком к линейному, при определении нелинейных искажений

можно находить коэффициент гармоник также сначала для одного плеча при его нагрузке на сопротивлении $R'_н$, а затем учитывать компенсацию четных гармоник в двухтактной схеме, которая вследствие неизбежной асимметрии плеч оказывается частичной. В результате, в плечах нагрузки четные гармоники в значительной степени подавляются, что учитывается коэффициентом асимметрии b = 0,1…0,15. Коэффициент гармоник для двухтактной схемы, работающей в режиме А, выразится как

$$K_г = \frac{\sqrt{(bI_{2m})^2 + I_{3m}^2 + (bI_{4m})^2}}{I_{1m}} \cdot 100\% \ , \qquad (7.12)$$

где гармонические составляющие I_{1m}, I_{2m}, I_{3m}, I_{4m} рассчитываются в соответствии с (7.6).

7.2.2. Двухтактный каскад усиления в режиме В

Выходная динамическая характеристика двухтактного транзисторного каскада для включения транзисторов по схеме ОЭ при угле отсечки коллекторного тока $\theta = \pi/2$ (режим В) изображена на рис. 7.4, а соответствующая сквозная динамическая характеристика – на рис. 7.5.

При построении указанных характеристик учтено, что коллекторные токи плеч $i'_к$ и $i''_к$ проходят по сопротивлению нагрузки R_d в противоположных направлениях и создаваемые ими падения напряжения имеют противоположную полярность (противоположные направления осей ординат и осей абсцисс на графиках рис. 7.4 и 7.5). Взаимное расположение осей ординат определяется одинаковыми для обоих плеч исходными питающими напряжениями ($E'_к = E''_к$ для выходной характеристики и $E'_{бэ0} = E''_{бэ0}$ для сквозной), оси абсцисс совмещаются, т.к. в обоих случаях это соответствует $I_{к0} \approx 0$. Угол наклона выходной динамической характеристики определяется сопротивлением R_d.

Выделяемая транзисторами обоих плеч полезная мощность

$$P_{\sim} = \frac{(E_к - U_{ост})I_{к\,max}}{2} = \frac{U_{кэm} I_{к\,max}}{2} \ . \qquad (7.13)$$

Графически эта мощность определяется площадью треугольника АВС (рис. 7.4).

Следует указать на важность выбора остаточного напряжения $U_{ост}$ достаточной величины во избежание нелинейных искажений за счет кривизны статических характеристик в области, близкой к режиму насыщения, и инерционных процессов, связанных с переходом от режима насыщения к нормальной работе транзистора в активной области характеристик.

Разложение в ряд Фурье косинусоидальных импульсов при угле отсечки $\theta = \pi/2$ дает, как известно, $\frac{I_{ср}}{I_{max}} = \frac{1}{\pi}$. Поэтому мощность, потребляемая транзисторами обоих плеч,

$$P_0 = 2E_к I_{кср} = \frac{2}{\pi} E_к I_{к\,max} \ . \qquad (7.14)$$

Отсюда, с учетом (7.13), КПД каскада в режиме В

$$\eta_В = \frac{P_\sim}{P_0} = \frac{\pi}{4}\frac{U_{кэm}}{E_к} = \frac{\pi}{4}\xi \ , \qquad (7.15)$$

где $\xi = \frac{U_{кэm}}{E_к}$ – коэффициент использования коллекторного напряжения.

Мощность, рассеиваемая на усилительном элементе, $P_к = P_0 - P_\sim$, казалось бы, должна уменьшаться с увеличением мощности, выделяемой в нагрузке $P_\sim$. На самом деле эта зависимость выражается сложнее в силу того, что мощность, потребляемая от источника питания, увеличивается пропорционально амплитуде выходного напряжения, а полезная мощность

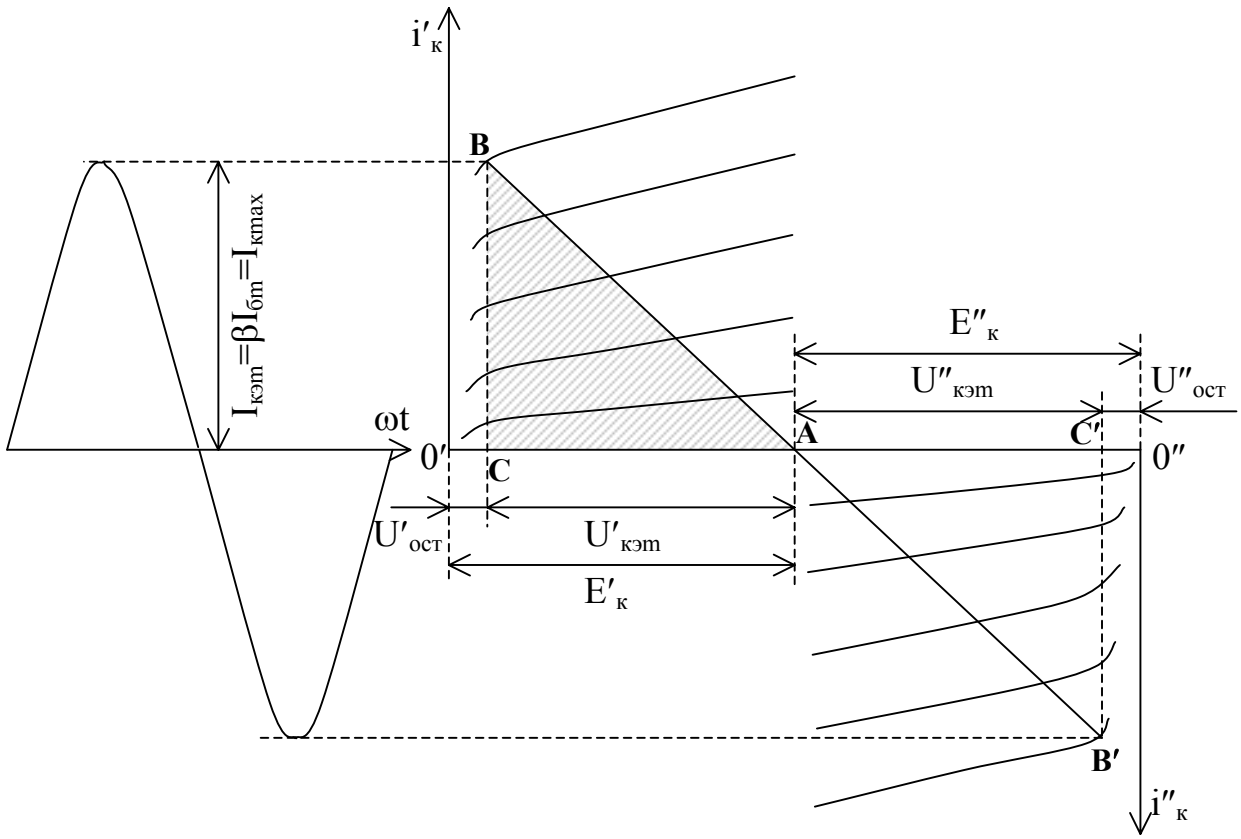


Рис. 7.4. Выходная динамическая характеристика двухтактного каскада усиления в режиме В

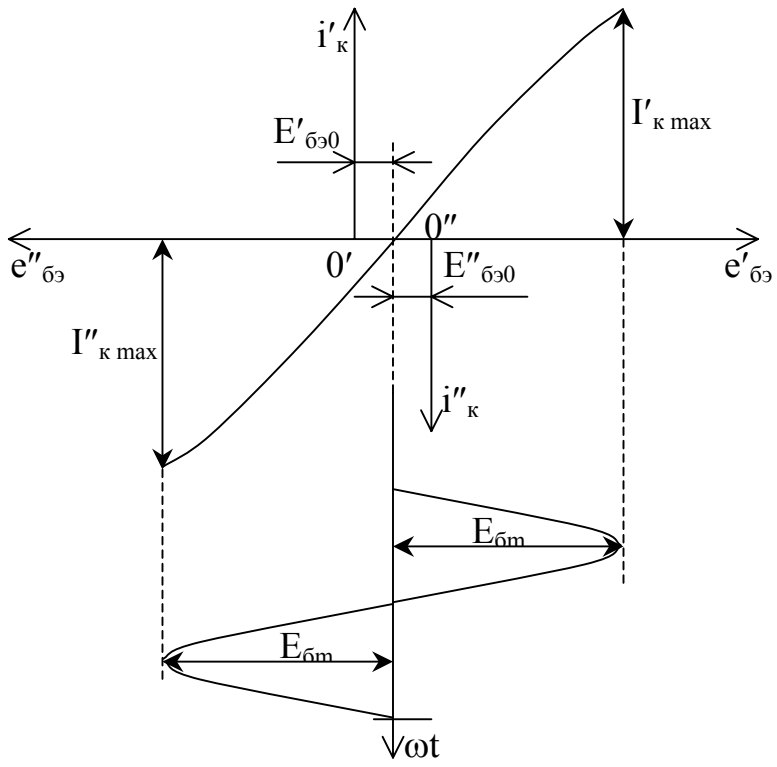


Рис. 7.5. Сквозная динамическая характеристика двухтактного каскада в режиме В

увеличивается пропорционально квадрату амплитуды выходного напряжения (U^2_{2m}). На рис. 7.6 представлены зависимости мощности P_0, потребляемой усилительным элементом, мощности $P_\sim$ и их разности, представляющей собой мощность рассеяния $P_к$.

Из графика (рис. 7.6) видно, что мощность $P_к$ имеет максимум при некотором $U_{2m} = U_{2m\,кр}$. Как показали исследования, значение критического коэффициента использования питающего напряжения

$$\xi = \frac{U_{2mкр}}{E_к} = \frac{2}{\pi} = 0{,}637 .$$

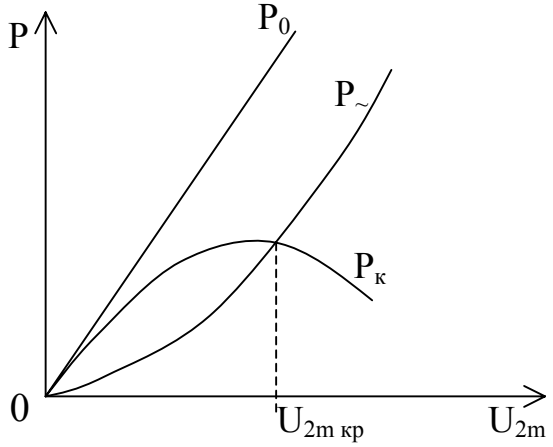


Рис. 7.6. Зависимости потребляемой, отдаваемой и рассеиваемой мощностей от амплитуды напряжения на выходе

Определение нелинейных искажений

В отличие от расчета для режима А, при определении нелинейных искажений в режиме В необходимо исходить из сквозной динамической характеристики разностного тока для каскада в целом (рис. 7.5). При этом значения разностного тока, необходимые для определения коэффициента гармоник по методу пяти ординат, с учетом коэффициента асимметрии плеч b находятся следующим образом [1]:

$$\left.\begin{aligned} I_{к\,max} &= (1+b)I'_{к\,max}; \\ I_{к1} &= (1+b)I'_{к1}; \\ I_{к0} &= 2bI'_{к0}; \\ I_{к2} &= -(1-b)I'_{к1}; \\ I_{к\,min} &= -(1-b)I'_{к\,max}. \end{aligned}\right\} \qquad (7.16)$$

Далее по (7.6) рассчитываются гармонические составляющие и по выражению (1.14) рассчитывается коэффициент гармоник.

7.3. Температурная стабилизация исходного режима мощных оконечных транзисторов

При работе мощных оконечных транзисторов в режиме В температурная стабилизация за счет линейной обратной связи по постоянному току, широко используемая в каскадах малой мощности, работающих в режиме А, неприемлема. Это объясняется тем, что включение в эмиттерные цепи оконечных транзисторов сопротивлений $R_э$, достаточных для эффективного действия обычной эмиттерной схемы стабилизации, резко снижает усиление по мощности. Поэтому в рассматриваемом случае стабилизация исходного коллекторного тока осуществляется обычно с помощью нелинейных сопротивлений. При этом ЭДС смещения $E_{бэ0}$ по мере повышения температуры должна уменьшаться, а по мере ее понижения увеличиваться с таким расчетом, чтобы исходный коллекторный ток оставался неизменным.

На рис. 7.7 изображена схема стабилизации исходного режима оконечных транзисторов, работающих в режиме В, основанная на применении термосопротивления $R_т$, имеющего отрицательный температурный коэффициент сопротивления.

Общим недостатком температурно-зависимых сопротивлений является их значительная тепловая инерция, а также то обстоятельство, что они реагируют на изменения температуры окружающей среды или радиатора в то время, как относительно кратковременные превышения температуры p-n – перехода ими не учитывается. Выходом из положения является применение безынерционных нелинейных сопротивлений, какими являются, например, полупроводниковые диоды и транзисторы.

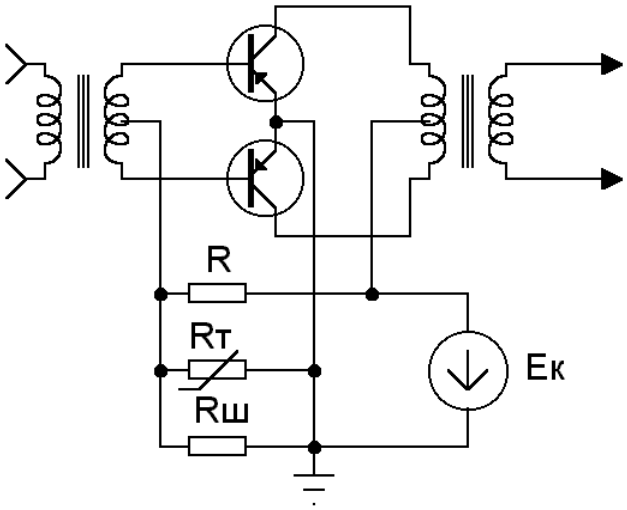


Рис. 7.7. Стабилизация исходного режима оконечных транзисторов посредством термосопротивления $R_т$

Одна из возможных схем с применением диодов приведена на рис. 7.8. Как видно из схемы, диоды VD1 и VD2 включены в направлении проводимости. Их сопротивление в прямом направлении достаточно мало и имеет отрицательный температурный коэффициент. Падение напряжения на прямом сопротивлении лежит обычно в пределах (0,3…0,5)В. В зависимости от требуемой величины смещения на базах транзистора ($U_{бэ0}$) ставится необходимое количество диодов. Линейный шунт $R_ш$ несколько демпфирует изменения сопротивления диодов в прямом направлении, обеспечивая удовлетворительную стабилизацию.

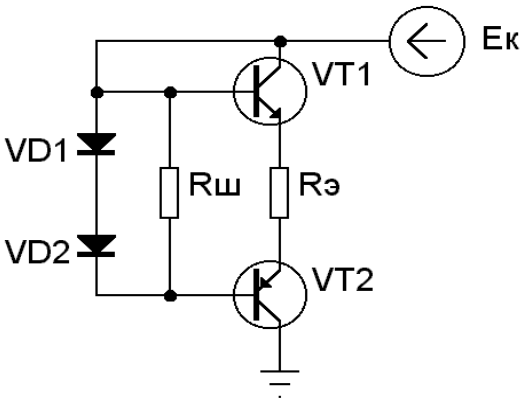


Рис. 7.8. Стабилизация исходного режима оконечных транзисторов посредством диодов

7.4. Схемы двухтактных оконечных каскадов и их свойства

Существует большое количество различных схем двухтактных транзисторных каскадов оконечного усиления. Основные из них, как указывалось, могут быть классифицированы следующим образом:

а) двухтактные каскады с параллельным питанием;

б) двухтактные каскады с последовательным питанием.

Как было показано в 7.2, в двухтактных каскадах с параллельным питанием нагрузка может включаться только через выходной трансформатор, осуществляющий связь между плечами.

Двухтактные каскады с параллельным питанием

Наиболее часто применяется каскад ОЭ, т.к. вследствие наибольшего коэффициента усиления по мощности в этой схеме для управления оконечными транзисторами достаточна относительно небольшая входная мощность, а некоторое увеличение нелинейных искажений при наличии достаточно глубокой отрицательной обратной связи не имеет существенного значения. Связь между оконечным и предоконечным каскадами может быть как трансформаторной (рис. 7.7), так и через переходные конденсаторы С. В последнем случае необходимо применение диодов. Это объясняется тем, что при отсутствии диодов импульсы тока базы, образующиеся при подаче сигнала, увеличивают заряд конденсаторов, смещение базы уменьшается (ее потенциал становится более положительным, если иметь в виду схему на транзисторах p-n-p типа проводимости на рис. 7.7) и транзисторы переходят к режиму С, что приводит к резким нелинейным искажениям.

Двухтактные каскады с последовательным питанием

В последнее время в оконечных каскадах большой мощности используются схемы на составных транзисторах. В схеме на рис. 7.9 использованы комплементарные пары транзисторов VT2 – VT4 и VT1 – VT3. Как правило, транзисторы VT2 – VT4 – большой мощности, а VT1 – VT3 – малой или средней мощности. Широкое использование составных транзисторов в оконечных каскадах обусловлено тем, что такое включение транзисторов имеет ряд преимуществ по сравнению с одиночными транзисторами в плечах оконечного каскада. Это преимущество состоит в следующем:

а) повышается коэффициент усиления по току плеча в β раз, так коэффициент усиления $K_I = \beta_1 \cdot \beta_2$. Это имеет очень большое значение, ибо транзисторы в схеме рис. 7.9 включены с общим коллектором, и оконечный каскад не усиливает по напряжению. Благодаря огромному усилению по току, коэффициент усиления по мощности ($K_P = K_I \cdot K_U$) имеет значительную величину;

б) увеличивается входное сопротивление плеча, которое становится равным $R_{вх} \approx \beta_1\beta_2 \cdot R_н$, благодаря чему улучшаются условия согласования

плеч оконечного каскада с предоконечным, и нет потерь усиления в предоконечном каскаде.

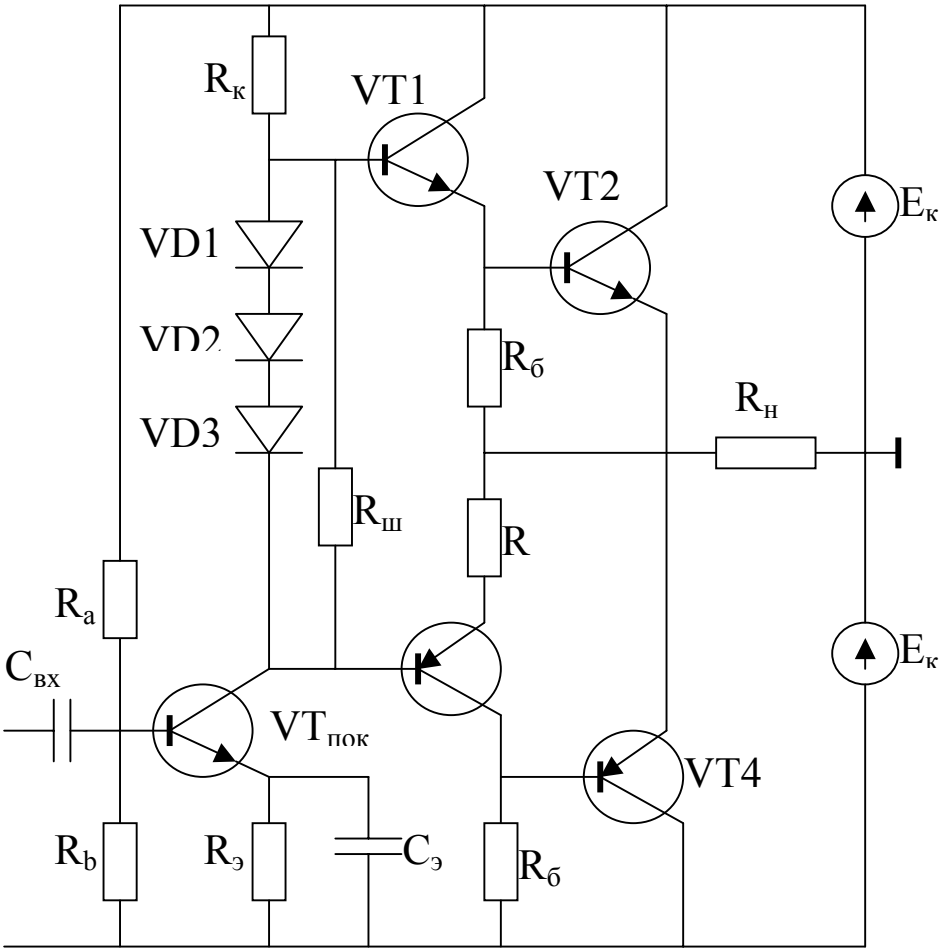


Рис. 7.9. Схема бестрансформаторного оконечного каскада на составных транзисторах

Как видно из рис. 7.9, инверсия сигала осуществляется в самом оконечном каскаде за счет использования транзисторов разного типа проводимости, благодаря чему в качестве предоконечного ($VT_{ПОК}$) может быть использован обычный каскад при включении транзистора по схеме ОЭ.

На основании рассмотрения схем оконечного каскада с параллельным и последовательным питанием необходимо отметить целый ряд преимуществ трансформаторного каскада, а именно:

а) осуществление любого требуемого сопротивления нагрузки оконечных транзисторов (оптимальное согласование);

б) обеспечение симметричности выходной цепи усилителя;

в) изоляция цепи нагрузки в отношении постоянных напряжений, действующих в цепях усилителя.

Но вместе с тем, недостатки трансформаторного каскада, выражающиеся в ухудшении частотной характеристики и, особенно, сложностью и большими габаритами выходного трансформатора, значительно превышающими размеры транзисторов и других деталей, привели к широкому использованию бестрансформаторных каскадов на составных транзисторах.

Контрольные вопросы

1. Чем определяется полезная мощность в однотактном каскаде?
2. В каком режиме работают транзисторы в однотактном каскаде?
3. Какой метод используется для определения нелинейных искажений?
4. Какие существуют два основных вида двухтактной схемы оконечного каскада?
5. Какими преимуществами обладает двухтактная схема по сравнению с однотактной?
6. Как изменяется мощность $P_к$, рассеиваемая на усилительном элементе в режиме В?
7. Какая стабилизация исходного режима транзисторов используется при работе оконечного каскада в режиме В?
8. Какими преимуществами обладает схема бестрансформаторного каскада на составных транзисторах?

Литература

1. Безладнов Н.Л. Усилительные устройства. – Л.:СЗПИ, 1971.
2. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства, - М.:Радио и связь, 1983.
3. Павлов В.М., Ногин В.Н. Схемотехника аналоговых электронных устройств. – М.:Радио и связь, 1997.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ПРЕДИСЛОВИЕ 3

СПИСОК ПРИНЯТЫХ СОКРАЩЕНИЙ 4

1. ОСНОВНЫЕ ТЕХНИЧЕСКИЕ ПОКАЗАТЕЛИ АНАЛОГОВЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ УСТРОЙСТВ 5

1.1. Основные определения и классификация аналоговых электронных устройств 5
1.2. Принципы построения аналоговых электронных устройств 7
1.3. Основные энергетические показатели усилителя и количественная оценка усиления 8
1.4. Искажения, вносимые усилителем 10

2. СВОЙСТВА УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ 30

2.1. Основные определения и классификация видов обратной связи 30
2.2. Эквивалентные параметры усилителя с обратной связью 34
2.3. Стабилизирующее действие отрицательной обратной связи 48
2.4. Устойчивость усилителей с обратной связью 49

3. ТРАНЗИСТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬНЫЙ КАСКАД 52

3.1. Постановка задачи и упрощающие предположения 52
3.2. Схемы включения транзистора и их обобщение 52
3.3. Первичные параметры транзистора и методы расчета технических показателей каскада для включения ОБ, ОЭ, ОК 59
3.4. Исследование основных технических показателей транзисторного каскада для схем включения ОБ, ОЭ и ОК 62
3.5. Практическое определение основных технических показателей транзисторного каскада 73

4. РАБОТА ТРАНЗИСТОРА ПРИ БОЛЬШИХ УРОВНЯХ СИГНАЛА 77

4.1. Построение динамических характеристик 77
4.2. Режимы работы транзистора 83

5. ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИСХОДНОГО РЕЖИМА РАБОТЫ ТРАНЗИСТОРОВ 88

5.1. Основные способы осуществления исходного режима транзистора 88
2.2. Стабилизация исходного режима 92

6. КАСКАДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ 96

6.1. Резистивный каскад ОЭ 96
6.2. Резистивный каскад ОЭ с неблокированным сопротивлением в цепи эмиттера 100
6.3. Эмиттерный повторитель 102
6.4. Широкополосные каскады усиления непрерывных колебаний 103

7. ОКОНЕЧНЫЕ УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ 110

7.1. Однотактный каскад оконечного усиления 110
7.2. Двухтактные оконечные каскады 114
7.3. Температурная стабилизация исходного режима мощных оконечных транзисторов 122
7.4. Схемы двухтактных оконечных каскадов и их свойства 123

ЛИТЕРАТУРА 126

Лариса Валентиновна Бессчетнова
Юрий Ильич Кузьмин
Сергей Иванович Малинин

Схемотехника аналоговых электронных устройств

Письменные лекции

Редактор Т.В. Шабанова

Сводный темплан 2001г.
Лицензия ЛР №02308 от 14.02.97

Подписано в печать Формат 60x84 1/16
Б.кн.-журн. П.л. 8,00 Б.л. 4,00 РТП РИО СЗТУ
Тираж 200. Заказ

Северо-Западный государственный заочный технический университет

РИО СЗТУ, член Издательско-полиграфической ассоциации
вузов Санкт-Петербурга
191186, Санкт-Петербург, ул. Миллионная, 5