

Г. В. ВОЙШВИЛЛО

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Г. В. ВОЙШВИЛЛО УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Г. В. ВОЙШВИЛЛО

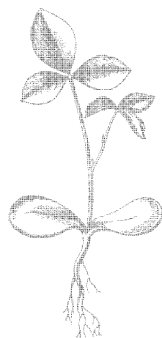
УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

ИЗДАНИЕ ВТОРОЕ,
ПЕРЕРАБОТАННОЕ И ДОПОЛНЕННОЕ

*Допущено Министерством
высшего и среднего специального образования СССР
в качестве учебника для студентов вузов,
обучающихся по специальностям:
«Радиосвязь и радиовещание»,
«Автоматическая электросвязь»
и «Многоканальная электросвязь»*



МОСКВА «РАДИО И СВЯЗЬ» 1983



Scan AAW

ББК 32.846
В65
УДК 621.375.4(075.8)

Войшвилло Г. В.

В65 Усилительные устройства: Учебник для вузов. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь. 1983. — 264 с., ил.

В пер.: 95 к.

Даются основные характеристики, принципы работы и расчет усилителей. Рассматриваются вопросы применения усилительных устройств в радиоэлектронике и технике связи. По сравнению с первым изданием, вышедшим в 1975 г., расширен материал об устройствах с обратной связью и усилителях на микросхемах.

Для студентов институтов связи, обучающихся по специальностям: «Радиосвязь и радиовещание», «Автоматическая электросвязь», «Многоканальная электросвязь».

В 2402020000-069
046(01)-83 КБ-15-63-83

ББК 32.846
6Ф2.12

РЕЦЕНЗЕНТ: кафедра радиоприемных устройств МЭИС
(зав. кафедрой д-р техн. наук, проф. Н. И. ЧИСТЯКОВ)

Редакция литературы по радиотехнике

Георгий Валерианович Войшвилло

УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА

Редакторы Э. М. Горелик, Т. М. Толмачева

Художник С. Н. Голубев

Художественный редактор Н. С. Шеин

Технический редактор Г. И. Колосова

Корректор Н. М. Давыдова

ИБ № 177

Сдано в набор 22.07.82 г. Подписано в печать 11.03.83 г.
Т-04675 Формат 60×90/16 Бумага кн.-журн. Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 16,5 Усл. кр.-отт. 16,5 Уч.-изд. л. 17,59
Тираж 50 000 экз. Изд. № 18538 Зак. № 1 Цена 95 к.
Издательство «Радио и связь». 101000 Москва, Главпочтамт, а/я 693

Типография издательства «Радио и связь» Госкомиздата СССР
101000 Москва, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Связь», 1975

© Издательство «Радио и связь», 1983, с изменениями

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящий учебник является вторым изданием (первое вышло в свет в 1975 г.) и предназначен для специальностей 0702, 0703 и 0708. За это время заметно обновилась элементная база и расширилась область применения усилительных устройств. Так, появились усилители для магистральной связи с весьма большим числом каналов, усилители, работающие на стекловолоконные линии и с оптоэлектронной связью. Кроме того, схмотехнические решения, особенно усилителей на интегральных микросхемах, претерпели значительные изменения. С другой стороны, за прошедшие годы существенно изменились учебные планы и программы курса «Усилительные устройства» для связанных специальностей.

Все это, а также накопившийся опыт преподавания упомянутого курса в Ленинградском электротехническом институте связи им. проф. М. А. Бонч-Бруевича потребовали нового издания учебника, в котором значительно сокращен материал, посвященный ламповым каскадам и усилителям, и большее внимание уделено современным схмотехническим решениям. В отличие от ранее выпущенных учебников здесь теория усилителей с обратной связью изложена по-новому — на основании использования понятия о возвратном отношении, представления усилителя в виде активного четырехполюсника, содержащего зависимый источник, использования метода нулей и полюсов передаточной функции, а также аппроксимации АЧХ и ФЧХ, что позволяет в наиболее наглядной форме определять параметры усилителей с обратной связью. Кроме того, на этой основе рассмотрена устойчивость и ее обеспечение в усилителях с глубокой обратной связью, особенно в операционных усилителях, для которых предложен новый метод расчета корректирующих цепей. Таким образом, в курсе усилительных устройств находит дальнейшее развитие и продолжение уже известная студентам теория линейных электрических цепей.

Книга является учебником многоцелевого назначения, поэтому в ней не уделяется непосредственного внимания вопросам проектирования, тем не менее приводятся примеры расчета, относящиеся в основном к новым и сложным вопросам. Используемая терминология, система буквенных обозначений и графических изображений элементов усилительных устройств базируется на Государственных стандартах и стандартах СЭВ, выпущенных за последние годы.

Автор глубоко признателен коллективу кафедры радиоприемных устройств МЭИС, возглавляемый проф., д-ром техн. наук Н. И. Чистяковым за высказанные при рецензировании рукописи критические замечания, способствовавшие улучшению книги, а также проф. д-ру техн. наук И. А. Трискало и доцентам канд. техн. наук А. Г. Алексееву и Н. В. Терпугову за просмотр рукописи и полезные советы.

Глава 1

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВАХ



1.1. ОСНОВНЫЕ ОПРЕДЕЛЕНИЯ

Усиление представляет собой процесс преобразования энергии некоторого ее источника в результате воздействия на него сигнала. От источника энергии, называемого *источником питания*, потребляется мощность P_0 , часть которой P_2 , называемая *выходной мощностью*, в преобразованном виде передается нагрузке. Для преобразования мощности P_0 , чаще всего в виде мощности постоянного тока, в мощность P_2 , как правило, переменного тока затрачивается мощность P_1 , получаемая от *источника сигнала* и называемая *входной*. Отсюда следует, что *усиление* представляет собой процесс увеличения мощности источника сигнала. Устройство, обладающее способностью увеличивать (усиливать) мощность источника сигнала, называется *усилителем* (рис. 1.1). Таким образом, неотъемлемым свойством усилителя является его способность увеличивать мощность сигнала, получая $P_2 > P_1$. Это свойство не является определяющим при усилении напряжения или тока, при котором в общем случае $U_2 \leq U_1$ и $I_2 \geq I_1$, где U_1 , I_1 и U_2 , I_2 — соответственно входные и выходные напряжения и токи (рис. 1.2).

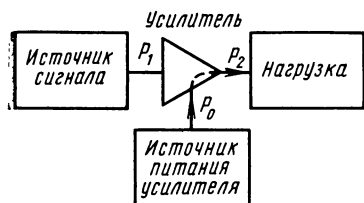


Рис. 1.1. Общая схема усилительного устройства

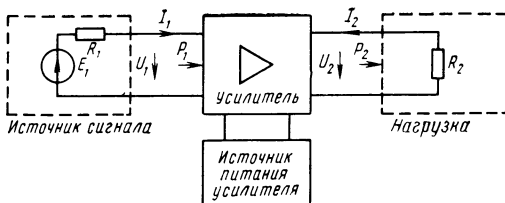


Рис. 1.2. Функциональная схема усилительного устройства

Элементы, обладающие способностью усиливать, называются *усилительными элементами* (УЭ). К их числу относятся электронная лампа, транзистор, некоторые виды интегральных микросхем (ИМС), дроссель насыщения (в магнитном усилителе), варикап или вариконд (в емкостном усилителе) и другие.

Для усиления электрических сигналов преимущественно применяют *электронные усилители*, в усилительных элементах которых

используется явление электрической проводимости в газах, вакууме и полупроводниках, т. е. в этом случае усилительными элементами являются электронные лампы и транзисторы — последние в виде дискретных приборов или ИМС.

1.2. КЛАССИФИКАЦИЯ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Тип усилителя, используемого в том или ином устройстве, зависит от назначения последнего и свойств усиливаемого сигнала.

Источник сигнала характеризуется ЭДС, изменяемой во времени по сложному закону (рис. 1.3, а). Такая ЭДС может быть разложена на гармонические составляющие, образующие дискретный спектр при периодической функции $e_1(t)$ и сплошной спектр при непериодической функции с граничными частотами f_{\min} и f_{\max} (рис. 1.3, б).

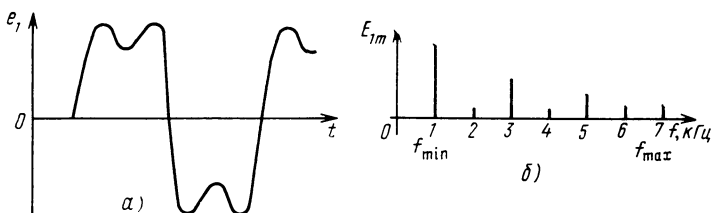


Рис. 1.3. Зависимость ЭДС источника сигнала (а) и ее частотный спектр (б)

По относительной протяженности занимаемого спектра частот сигналы можно подразделять на два вида. Сигналы первого вида характеризуются отношением $f_{\max}/f_{\min} \gg 1$. К ним относятся сигналы звуковой частоты, получаемые, например, от микрофона, сигналы изображения, создаваемые передающей телевизионной трубкой или фотоэлектрическим преобразователем фототелеграфного аппарата, а также сигналы, поступающие в линию от устройства многоканальной телефонной связи, и т. п.

Для сигналов второго вида, образуемых в результате модуляции несущей частоты f_0 и называемых радиочастотными (рис. 1.4, а), характерно отношение $f_{\max}/f_{\min} \approx 1$. Составляющие спектра такого сигнала сосредоточены около несущей частоты f_0 (рис. 1.4, б).

Для усиления сигналов первого вида используются аperiodические усилители, для которых $f_{\max}/f_{\min} \gg 1$; к ним относятся усилители постоянного тока (УПТ), усилители звуковой частоты (УЗЧ), телевизионные усилители и др. Курс «Усилительные устройства» посвящен изучению усилителей этого типа. Усилители радиочастоты (УРЧ), предназначенные для усиления радиочастотных сигналов, изучаются в курсах радиопередающих и радиоприемных устройств. Назначение этих типов усилителей иллюстрируется рис. 1.5.

Сигналы принято подразделять на гармонические и импульсные. К гармоническим относят сигналы, для которых допустимо неодинаковое смещение во времени отдельных составляющих спектра частот при прохождении их через усилитель (рис. 1.6). В частном случае гармонический сигнал содержит одну составляю-

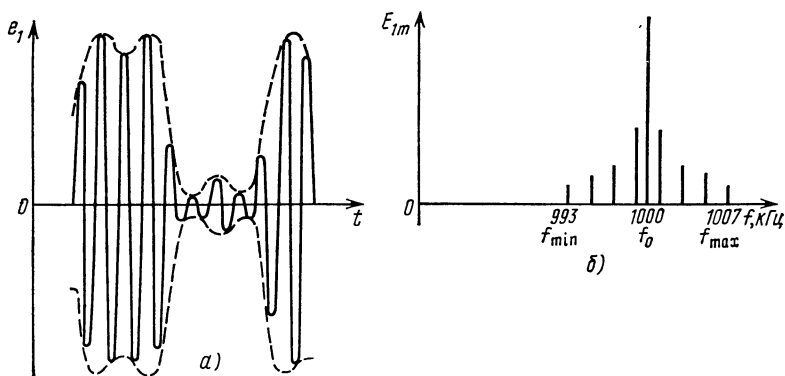


Рис. 1.4. Временная диаграмма ЭДС (а) и частотный спектр (б) модулированного сигнала

щую. К таким сигналам относят сигналы звуковой частоты, восприятие которых нашими органами слуха слабо зависит от того, как смещаются во времени отдельные составляющие спектра частот.

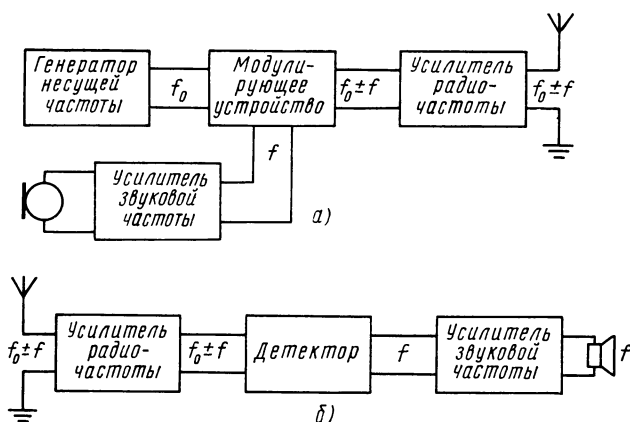


Рис. 1.5. Структурные схемы радиопередающего (а) и радиоприемного (б) устройства

Под импульсными сигналами понимают такие, для которых временное смещение отдельных составляющих спектра частот при их передаче оценивается как искажение. К ним относят сигналы

изображения, например телевизионные, фототелеграфные, радиолокационные, сигналы, поступающие на вход Y -канала осциллографа. Принято считать, что типичным примером импульсного сигнала является ступенчатое напряжение (единичное) и одиночные или повторяющиеся импульсы различной формы, особенно малой длительности.

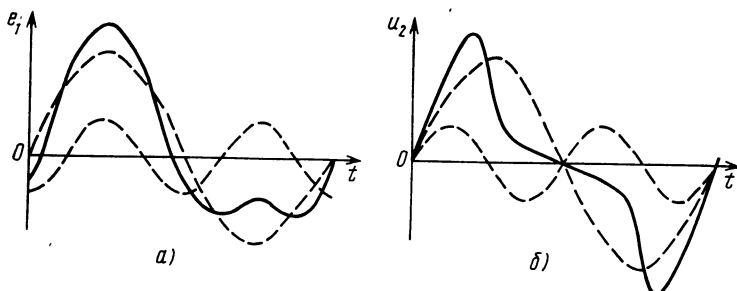


Рис. 1.6. Изменение формы сигнала, вызванное неодинаковым во времени смещением его составляющих (— —)

В зависимости от вида усиливаемых сигналов усилители подразделяют на *усилители гармонических сигналов* и *усилители импульсных сигналов (импульсные усилители)*.

Всякий усилитель характеризуется полосой пропускания, равной разности граничных частот $f_{\text{в}} - f_{\text{н}}$, которая в принципе должна соответствовать разности граничных частот сигнала $f_{\text{max}} - f_{\text{min}}$ (рис. 1.3, б и 1.4 б). Поскольку требование пропускания всех частотных составляющих сигнала в ряде случаев может привести к значительному усложнению усилителя, а иногда и просто оказывается невозможным, на практике часто принимают $f_{\text{н}} \geq f_{\text{min}}$, $f_{\text{в}} \leq f_{\text{max}}$. Усилители, у которых нижняя граничная частота $f_{\text{н}} = 0$, называют *усилителями постоянного тока (УПТ)*, в отличие от *усилителей переменного тока*, для которых $f_{\text{н}} > 0$.

Широкополосными принято называть усилители, полоса пропускания которых превышает 20 ... 50 кГц, т. е. достаточной для неискаженного усиления акустических сигналов ($f_{\text{в}} - f_{\text{н}} \leq 20$ кГц). Усилители, предназначенные для усиления коротких импульсов, также относят к широкополосным.

В зависимости от типа усилительного элемента различают ламповые, полупроводниковые, магнитные, диэлектрические. Полупроводниковые усилители подразделяют на транзисторные и выполняемые на интегральных микросхемах.

1.3. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

Простейший усилитель содержит один усилительный элемент. При необходимости получения большого усиления используется усилитель, состоящий из нескольких УЭ, соединяемых так, что

сигнал, усиленный одним элементом, подводится к следующему и т. д., и элементов связи (ЭС) (рис. 1.7), обеспечивающих питание УЭ и наивыгоднейшие условия их работы. Один усилительный элемент с присоединенными к нему элементами связи образуют *каскад усиления* — минимальную часть усилителя, сохраняющую его функцию. В общем случае усилитель содержит несколько каскадов усиления, образуя многокаскадное устройство.

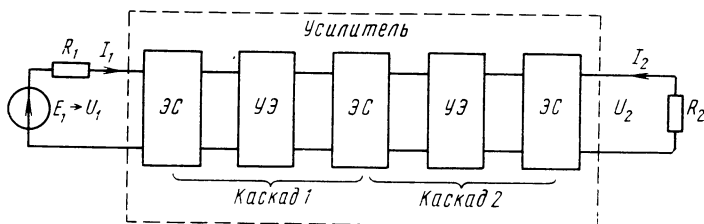


Рис. 1.7. Структурная схема двухкаскадного усилителя

Входной и несколько последующих каскадов составляют группу *каскадов предварительного усиления*. Их назначение — усиление входного сигнала (напряжения тока) до такого значения, при котором обеспечивается возбуждение *выходного каскада*.

1.4. ИСТОРИЯ РАЗВИТИЯ ОТЕЧЕСТВЕННОЙ ТЕОРИИ И ТЕХНИКИ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ

Развитие усилительных устройств тесно связано с появлением и совершенствованием электронных приборов, сначала ламп, затем транзисторов и других элементов, обладающих способностью повышать мощность сигнала.

Ламповая усилительная техника быстро развивалась, появились усилители на резисторах, трансформаторах и колебательных контурах. Высокая усилительная способность и практически безынерционные свойства электронной лампы позволили в 1913 г. осуществить генерацию колебаний.

В развитии теории и техники усилительных устройств велика заслуга отечественных специалистов. В 1915 г. В. И. Коваленков (впоследствии член-корреспондент АН СССР) создал первую в мире аппаратуру для телефонной трансляции, основанную на использовании двустороннего усилителя. Схема В. И. Коваленкова оказалась лучшей из всех предложенных в других странах (25-летний юбилей советской телефонной трансляции. — Автоматика и телемеханика, 1948, т. 9, № 3, с. 251—252).

После Великой Октябрьской революции отечественная радиоэлектроника начала бурно развиваться. Нижегородская радиолaborатория, основанная в 1918 г. по инициативе В. И. Ленина под руководством М. А. Бонч-Бруевича, наладила выпуск маломощных приемоусилительных, а также генераторных ламп, нашедших при-

менение и в усилителях большой мощности, входящих в модуляционные устройства передающих радиостанций. В начале 20-х годов для озвучания больших помещений и открытых площадей был начат выпуск радиоприемной аппаратуры и усилителей с двухтактными выходными каскадами. Тогда же наряду с увеличением выпуска радиовещательных приемников создавались радиотрансляционные сети, включающие мощные усилители звуковой частоты. В создание мощных усилителей для станций проводного вещания большой вклад внесли Н. Л. Безладнов, С. Н. Кризе, Н. Н. Павлов и многие другие. Несколько позднее усилители стали широко применяться и в звуковом кино. В их разработке приняли участие В. В. Муромцев и К. А. Ламагин, руководимые А. Ф. Шориным.

Вторая половина 30-х годов ознаменовалась появлением широкополосных усилителей, используемых в телевидении, радиолокации, осциллографии. В создании этих устройств немаловажную роль сыграли работы советских ученых, особенно Г. В. Брауде, В. Л. Крейцера и О. Б. Лурье. Одновременно широкополосные усилители стали использовать и в магистральных системах связи.

Таковы основные этапы развития техники ламповых усилителей.

Первый полупроводниковый усилитель был создан сотрудником Нижегородской радиолaborатории О. В. Лосевым, открывшим в 1922 г. свойство кристаллического детектора усиливать и генерировать колебания. Работы О. В. Лосева несомненно способствовали изобретению трехэлектродного полупроводникового прибора — транзистора, быстро вытеснившего лампу.

В области теории усилительных устройств основополагающим был доклад М. А. Бонч-Бруевича «Основания технического расчета пустотных каскадных реле малой мощности («Радиотехник», 1919, № 7), в котором давались определения параметров электронной лампы и обосновывалась возможность использования ее эквивалентной схемы.

В первой крупной монографии А. И. Берга «Основы радиотехнических расчетов (усилителей)», выпущенной в свет в 1925 г. (2-е издание в 1928 г.), подробно анализировались все известные в то время ламповые каскады. Дальнейшее развитие теории и расчета усилительных устройств было отражено в книгах М. Г. Марка. «Усилители низкой и высокой частоты (расчет и проектирование)» (М.: ГЭИ, 1932), «Усилители низкой частоты» (М.: Связьтехиздат, 1934).

Резкий скачок в усовершенствовании усилителей произошел после того, как нашла применение отрицательная обратная связь. Вопросам теории и расчета усилителей с обратной связью была посвящена монография Г. С. Цыкина «Отрицательная обратная связь и ее применение» (М.: Связьиздат, 1940).

В области теории и проектирования широкополосных и импульсных усилителей ведущее место занимают работы Г. В. Брауде, а также О. Б. Лурье, предложившего вести анализ и расчет

на основе переходных характеристик (Лурье О. Б. Усилители видеочастоты. — М.: Сов. радио, 1961).

Обобщение вопросов теории и расчета ламповых и транзисторных усилителей дается в учебнике Г. С. Цыкина «Электронные усилители», вышедшем первым изданием в 1960 г. и выдержавшем четыре издания.

60-е годы нынешнего столетия ознаменовались созданием лауреатами Нобелевской премии академиками Н. Г. Басовым и А. М. Прохоровым квантовых усилителей, способных работать не только в радиодиапазоне (от 0,6 до 75 ГГц), но и в оптическом ($f > 300$ ГГц) диапазоне. Эти усилители успешно используются для стекловолоконной оптической связи, космической радиолокации.

Глава 2

ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ



2.1. КОЭФФИЦИЕНТЫ УСИЛЕНИЯ

Усилитель для проходящего через него сигнала представляет собой активный четырехполюсник, одной из особенностей которого является то, что он эквивалентен электрической цепи, содержащей *зависимый источник* — либо источник ЭДС E_2 , пропорциональной входному напряжению U_1 или входному току I_1 , либо источник задающего тока I_{32} , пропорционального U_1 или U_2 .

У идеального источника ЭДС (в том числе и зависимого) внутреннее сопротивление равно нулю, а напряжение на выходных зажимах $\bar{U}_2 = E_2 = \text{const}$ не зависит от потребляемого тока I_2 (рис. 2.1, а, в). У идеального источника задающего тока внутренняя проводимость равна нулю (внутреннее сопротивление бесконечно велико), при этом $I_2 = I_{32} = \text{const}$ не зависит от напряжения U_2 (т. е. сопротивления нагрузки) (рис. 2.1, б, г).

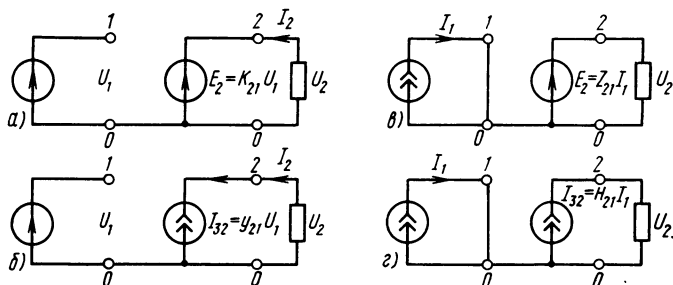


Рис. 2.1. Эквивалентные схемы основных видов идеального усилителя

Параметры K_{21} и H_{21} — безразмерные коэффициенты прямой передачи напряжения и тока соответственно, а Z_{21} и Y_{21} — сопротивление и проводимость прямой передачи определяют способность усилительного элемента (усилителя) создавать усиление сигнала (напряжения, тока).

К числу важнейших параметров усилительного устройства относятся коэффициенты, непосредственно выражающие усиление сигнала по мощности, напряжению и току (рис. 1.2). Так,

$$K_P = P_2/P_1 \quad (2.1)$$

представляет собой коэффициент усиления мощности. Наиболее полно усиление напряжения сигнала характеризуется сквозным коэффициентом усиления (коэффициентом усиления по ЭДС)

$$K_E = U_2/E_1.$$

При этом коэффициент усиления (напряжения)

$$K = U_2/U_1. \quad (2.2)$$

и, наконец, коэффициент усиления тока

$$K_I = I_2/I_1. \quad (2.3)$$

При активном входном сопротивлении усилителя $Z_{вх} = U_1/I_1$ и сопротивлении нагрузки $Z_2 = U_2/I_2$ входная и выходная мощности — вещественные величины, а коэффициент усиления мощности $K_P = P_2/P_1 = K K_I$.

Перечисленные коэффициенты характеризуют усилительное устройство или его каскады. Коэффициент усиления усилителя (рис. 2.2) равен произведению коэффициентов усиления его каскадов:

$$K = \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_2}{U_{23}} \frac{U_{23}}{U_{12}} \frac{U_{12}}{U_1},$$

т. е. $K = K_1 K_2 K_3$, а в комплексной форме $\underline{K} = \underline{K}_1 \underline{K}_2 \underline{K}_3$.

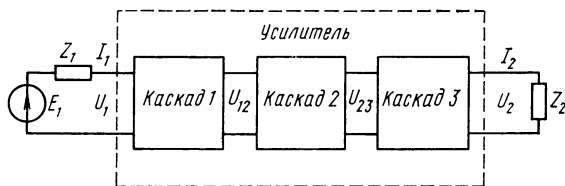


Рис. 2.2. Упрощенная структурная схема усилителя

Широко используется выражение коэффициента усиления в логарифмических единицах — децибелах (дБ):

$$G = 20 \lg K = 20 \lg (U_2/U_1).$$

Использование G вместо K удобно: общее усиление находится как алгебраическая сумма коэффициентов усиления каскадов. Например, если $K_1=10$, $K_2=100$, $K_3=0,5$, то $G_1=20$ дБ, $G_2=40$ дБ, $G_3=-6$ дБ. Так как $G=G_1+G_2+G_3+\dots$, то $G=20+40-6=54$ дБ, что соответствует $K=500$.

2.2. ПОЛОСА ПРОПУСКАНИЯ ЧАСТОТ

Полоса пропускания усилителя — полоса частот от f_n до f_v , внутри которой коэффициент усиления изменяется по определенному закону с заданной степенью точности, например для усилителя звуковой частоты (УЗЧ) должен быть $K=\text{const}$ (точнее, $K_E=\text{const}$) в диапазоне частот сигнала от $f_{\min}=16$ Гц до $f_{\max}=20$ кГц. Самая узкая полоса (тональных) частот 300 ... 3400 Гц принята для телефонной передачи, для которой прежде всего важна разборчивость речи (при небольшой полосе частот снижается уровень помех (шум) и, что тоже важно, удешевляется оборудование).

Полоса пропускания усилителей, используемых для записи, передачи их воспроизведения звука, зависит от класса качества аппаратуры. Существуют четыре основных класса качества каналов и трактов звукового вещания: III, II, I и высший; последний соответствует международным нормам для Hi-Fi (High Fidelity — высокая верность, полное соответствие) аппаратуры. Полоса пропускания таких устройств 30 ... 15 000 Гц при неравномерности ± 2 дБ, а у отдельных образцов $0 \leq f_n \leq 20$ Гц, а $20 \text{ кГц} \leq f_v \leq 200 \text{ кГц}$ при лучшей равномерности усиления. Выбор $f_v > f_{\max}$ основывается на том, чтобы не только пропускать колебания самой высокой слышимой частоты (20 кГц), но и сохранять быстрее перепады громкости.

Полоса пропускания телевизионных усилителей 50 Гц ... 6 МГц. У широкополосных осциллографов нижняя граничная частота колеблется от 0 до 20 Гц, а верхняя достигает 60 МГц.

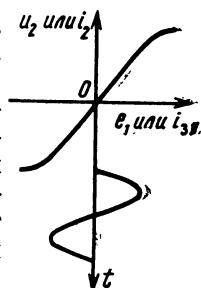
Полоса пропускания усилителей для магистральной связи зависит от числа телефонных и телевизионных каналов. Современная система К-10800, рассчитанная на 10 800 телефонных каналов или на несколько телевизионных каналов, имеет полосу пропускания 4 ... 60 МГц.

2.3. ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЯ ПРИ РАБОТЕ В УСТАНОВИВШЕМСЯ РЕЖИМЕ

2.3.1. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Наиболее полное суждение о нелинейных свойствах усилителя позволяет получить *сквозная динамическая характеристика* — зависимость выходной величины (u_2 или i_2) от входной (e_1 или $i_{z1} = e_1/R_1$) при гармоническом характере ее изменения. Вид сквозной динамической характеристики определяется тем, изменяется

или нет фаза усиленного сигнала, а также тем, насколько усилитель близок к линейной системе. Для линейного усилителя при отсутствии фазового сдвига рассматриваемая характеристика представляет собой отрезок прямой, проходящей через начало координат. Но у всякого реального усилителя линейный участок сквозной динамической характеристики ограничен и при некотором удалении от начала координат зависимость выходной величины от входной становится нелинейной (рис. 2.3).



Для усилителя (каскада) с весьма высоким входным сопротивлением представляет интерес динамическая характеристика прямой передачи, например $u_2 = f(u_1)$.

Рис. 2.3. Сквозная динамическая характеристика

2.3.2. АМПЛИТУДНО- И ФАЗОЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Зависимости коэффициента усиления и фазового сдвига между U_2 и E_1 (или U_2 и U_1) от частоты определяются через *передаточную функцию* цепи

$$K(p) = U_2(p)/E_1(p) = M(p)/N(p), \quad (2.4)$$

где

$$M(p) = a_0 + a_1 p + a_2 p^2 + \dots + a_m p^m, \quad (2.5)$$

$$N(p) = b_0 + b_1 p + b_2 p^2 + \dots + b_n p^n \quad (2.6)$$

— полиномы, содержащие вещественные коэффициенты, а $p = j\omega$. Если полиномы $M(p)$ и $N(p)$ разложить на линейные множители, то

$$K(p) = \frac{a_m (p - z_1)(p - z_2) \dots (p - z_m)}{b_n (p - p_1)(p - p_2) \dots (p - p_n)},$$

где z_1, z_2, \dots, z_m и p_1, p_2, \dots, p_n — нули и полюсы передаточной функции, равные корням уравнений $M(p) = 0$ и $N(p) = 0$. Эти корни могут принимать как вещественные, так и попарно сопряженные комплексные значения, причем у устойчивой цепи действительные части всех корней характеристического уравнения отрицательны. У реализуемой цепи $m \leq n$, так как при $f \rightarrow \infty$ ее коэффициент передачи (усиления) стремится к конечному пределу $K(\infty) \geq 0$.

АЧХ и ФЧХ цепей с однополюсной передаточной функцией. Из общего выражения (2.4) следует, что передаточная функция однополюсной цепи

$$K(p) = K/(1 + b_1 p). \quad (2.7)$$

Поскольку коэффициент b_1 выражается в единицах времени, то назовем его *постоянной времени* и обозначим через τ_1 , и тогда передаточная функция

$$K(p) = K/(1 + p \tau_1), \quad (2.8)$$

у которой полюс

$$p_1 = -1/\tau_1 \quad (2.9)$$

расположен на вещественной оси в левой комплексной полуплоскости.

Модуль и аргумент передаточной функции $K = (j\omega) = K(j2\pi f)$ зависят от частоты:

$$K(f) = K/\sqrt{1 + (2\pi f \tau_1)^2}; \quad (2.10)$$

$$\varphi = -\arctg(2\pi f \tau_1). \quad (2.11)$$

Зависимость модуля $K(f)$ и аргумента $\varphi(f)$ от частоты называют **амплитудно-частотной (АЧХ) и фазочастотной (ФЧХ) характеристиками**.

Общепринятым является понятие верхней (и нижней) частоты, отсчитываемой на уровне уменьшившегося в $\sqrt{2}$ раз коэффициента усиления; эта частота, определяемая из условия $2\pi f \tau_1 = 1$, равна

$$f_{\text{в}}/\sqrt{2} = 1/2\pi\tau_1. \quad (2.12)$$

Расположение полюсов и нулей на вещественной оси $K(p)$ удобно определять соответствующим значением частоты. В данном случае *частота полюса*

$$f_{p1} = -p_1/2\pi = 1/2\pi\tau_1 \quad (2.13)$$

совпадает с частотой $f_{\text{в}}/\sqrt{2}$.

Для того чтобы найти АЧХ и ФЧХ, подставим (2.12) в (2.10) и (2.11):

$$K(f) = K/\sqrt{1 + (f/f_{\text{в}}/\sqrt{2})^2} = K/\sqrt{1 + (f/f_{p1})^2}; \quad (2.14)$$

$$\varphi = -\arctg(f/f_{\text{в}}/\sqrt{2}) = -\arctg(f/f_{p1}); \quad (2.15)$$

$$\lim_{f \rightarrow 0} K(f) = K \quad \text{при } f \rightarrow 0,$$

$$\lim_{f \rightarrow \infty} K(f) = K f_{\text{в}}/\sqrt{2}/f \quad \text{при } f \rightarrow \infty. \quad (2.16)$$

Распространенной формой изображения АЧХ является зависимость усиления от частоты (если $f_{\text{в}}/f_{\text{н}} \gg 1$) (рис. 2.4). Эта характеристика сближается со своими асимптотами $K(f) = K$ (прямая а) и $K(f) = K f_{\text{в}}/\sqrt{2}/f$ (прямая б).

В этом можно убедиться, увеличив частоту, например, в два раза, т. е. на одну октаву, что вызовет уменьшение коэффициента

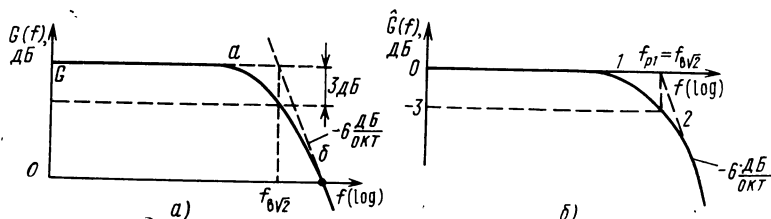


Рис. 2.4. Амплитудно-частотные характеристики цепи с однополюсной передаточной функцией

усиления тоже в два раза, т. е. на 6 дБ ($20 \lg 2 \approx 6$). Повторив это действие, опять получим снижение коэффициента усиления на 6 дБ. Так как при логарифмической шкале частот **геометрические** длины всех октав одинаковы, так же как и все перепады усиления, то уравнение асимптоты (б) действительно соответствует прямой с крутизной -6 дБ/окт (-20 дБ/дек).

Рассмотренные асимптоты пересекаются в точке на частоте $f = f_{\text{в}} \sqrt{2}$, а асимптота б пересекает ось абсцисс там, где $K(f) = 1$ [$G(f) = 0$], т. е. на частоте *единичного усиления*

$$f_1 = K f_{\text{в}} \sqrt{2}. \quad (2.17)$$

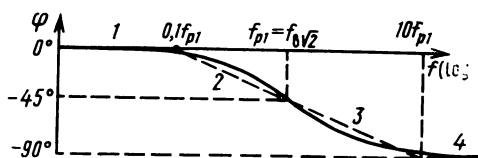
При расчете АЧХ вместо $K(f)$ удобнее пользоваться нормированным коэффициентом усиления $\hat{K}(f) = K(f)/K$, выраженным в децибелах, т. е. $G(f) = 20 \lg K(f)/K$, обращаясь вместо (2.14) к выражению

$$\hat{G}(f) = -10 \lg [1 + (f/f_{\text{в}} \sqrt{2})^2], \quad (2.18)$$

где $G(f) = G(f) - G$ (рис. 2.4, б).

ФЧХ цепи с однополюсной передаточной функцией в соответствии с (2.15) имеет вид кривой (сплошная на рис. 2.5). В самом деле, $\varphi \rightarrow 0$ при $f \rightarrow 0$, а $\varphi \rightarrow -90^\circ$ при $f \rightarrow \infty$; при этом на частоте $f_{\text{в}} \sqrt{2}$ $\varphi = -\arctg 1 = -45^\circ$.

Рис. 2.5. Фазочастотная характеристика цепи с однополюсной передаточной функцией



Форма и крутизна асимптот АЧХ $G(f)$ и ФЧХ $\varphi(f)$ зависят от числа и свойств полюсов и нулей передаточной функции $K(p)$. В ряде случаев (особенно при большом числе полюсов и нулей) отдают предпочтение аппроксимированным АЧХ и ФЧХ.

В простейшем случае однополюсной функции $K(p)$, изображенные на рис. 2.4, б, АЧХ аппроксимируются с точностью до 3 дБ ломаной прямой 1, 2, ФЧХ (рис. 2.5) — ломаной прямой 1, 2, 3, 4 с небольшим отклонением от кривой — не свыше $\pm 5, 7^\circ$ ($\pm 0,1$ рад). Места излома аппроксимирующих линий определяют частоты (вещественных) полюсов и нулей.

Цепи с наиболее простой однополюсной передаточной функцией показаны на рис. 2.6. У первой (рис. 2.6, а)

$$K(p) = U_2(p)/U_1(p) = 1/(1 + p\tau_1) \quad (2.19)$$

где

$$\tau_1 = CR, \quad (2.20)$$

$$f_{\text{п1}} = f_{\text{в}} \sqrt{2} = 1/2\pi\tau_1, \quad (2.21)$$

а у цепи на рис. 2.6, б $I(p) = U_1(p)/(pL + R)$, $U_2(p) = RI(p)$ и $\tau_1 = L/R$.

Теоретически допускается существование полюса $p_1 = 0$, но в этом случае цепь должна содержать идеальный источник тока (т. е. источник с бесконечно большим внутренним сопротивлением) (рис. 2.6, в). Так как здесь $I(p) = y_{21}U_1(p)$ и $U_2(p) = (1/pC)I(p)$, то

$$K(p) = U_2(p)/U_1(p) = y_{21}/pC, \quad K(f) = y_{21}/2\pi fC \quad \text{и} \quad \varphi = -90^\circ.$$

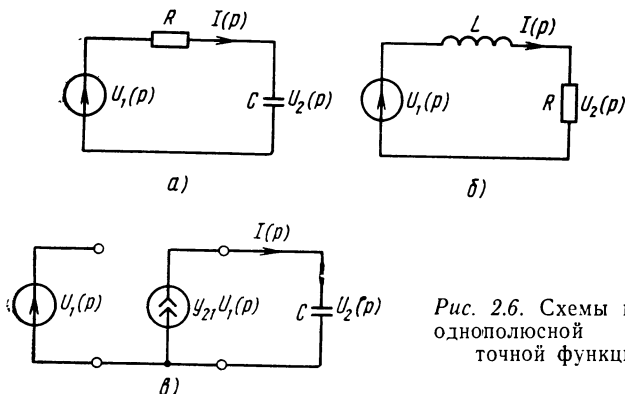


Рис. 2.6. Схемы цепей с однополюсной передаточной функцией

Частотные характеристики цепи на рис. 2.6, в являются бесконечными прямыми, расположенными наклонно (АЧХ) с пересечением оси абсцисс на частоте единичного усиления

$$f_1 = y_{21}/2\pi C. \quad (2.22)$$

и горизонтально (ФЧХ).

АЧХ и ФЧХ цепей с передаточной функцией с несколькими полюсами. Передаточная функция с двумя и более полюсами

$$K(p) = U_2(p)/U_1(p) = K/N(p)$$

свойственна цепям с несколькими неразделенными реактивными элементами (рис. 2.7, а, б), причем у первой из них характеристическое уравнение

$$N(p) = p^2 C_1 C_2 R_1 R_2 + p(C_1 R_1 + C_2 R_2 + C_2 R_1) + 1 = 0, \quad (2.23)$$

у второй

$$N(p) = p^2 LC + pCR + 1 = 0, \quad (2.24)$$

а у многокаскадных цепей (рис. 2.7, в)

$$N(p) = (pC_1 R_1 + 1)(pC_2 R_2 + 1) = 0. \quad (2.25)$$

Корни уравнений (2.23) и (2.25) вещественны, в отличие от (2.24), у которого свойства корней зависят от добротности LCR-контура

$$Q = \sqrt{L/C}/R. \quad (2.26)$$

В частности, при $Q > 0,5$ корни оказываются комплексными.

При вещественных корнях (у цепи на рис. 2.7, в при $Q \leq 0,5$) частоты полюсов определяются согласно (2.13):

$$f_{p1} = -p_1/2\pi, \quad f_{p2} = -p_2/2\pi \dots \quad (2.27)$$

Если передаточная функция содержит несколько полюсов, то ее АЧХ и ФЧХ находятся путем суммирования зависимостей, представленных на рис. 2.4, 2.5 кривыми или ломаными прямыми линиями.

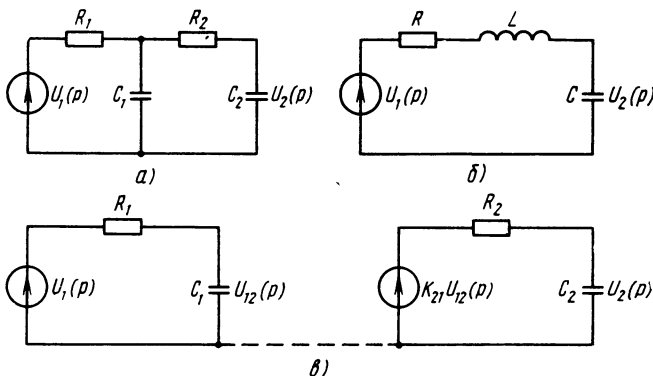


Рис. 2.7. Схемы однокаскадных (а, б) и двухкаскадной (в) цепей с двухполюсной передаточной функцией

Для большей наглядности и упрощения расчетов воспользуемся аппроксимированными характеристиками (рис. 2.8).

АЧХ и ФЧХ цепей с нулем у передаточной функции (рис. 2.9). Передаточная функция с одним нулем по аналогии с (2.7) и (2.8) имеет вид

$$K(p) = K(1 + a_1 p) = K(1 + p\tau_1), \quad (2.28)$$

при этом нуль

$$z_1 = -1/\tau_1 \quad (2.29)$$

расположен в левой комплексной полуплоскости.

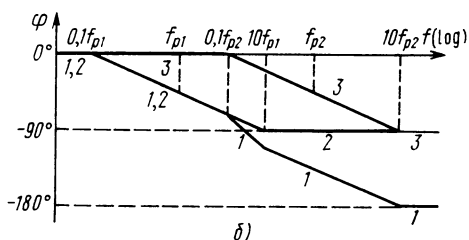
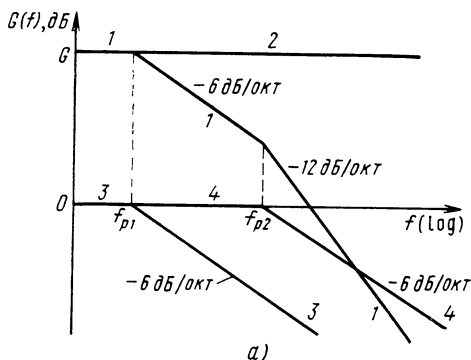


Рис. 2.8. Аппроксимированные амплитудно (а) и фазочастотные (б) характеристики цепи с двухполюсной передаточной функцией (1) и их составляющие

Модуль и аргумент функции $K(j\omega)$ с повышением частоты **возрастают**, ибо по аналогии с (2.10) и (2.11)

$$K(\omega) = K \sqrt{1 + (\omega\tau_1)^2} = K \sqrt{1 + (f/f_{z1})^2} = K(f), \quad (2.30)$$

$$\varphi = \arctg \omega\tau_1 = \arctg (f/f_{z1}), \quad (2.31)$$

где

$$f_{z1} = -z_1/2\pi = 1/2\pi\tau_1 \quad (2.32)$$

— частота нуля.

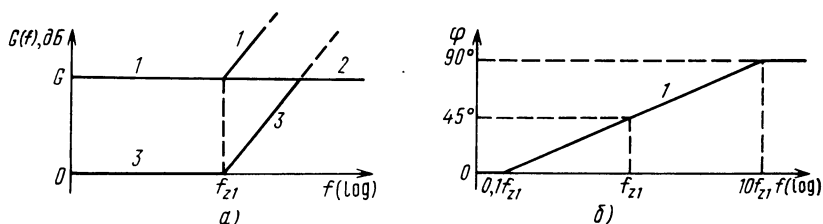


Рис. 2.9. Амплитудно- (а) и фазочастотные (б) характеристики цепи с передаточной функцией, содержащей нуль (1), и составляющие АЧХ (2, 3)

АЧХ и ФЧХ цепей с передаточной функцией, содержащей нули и полюсы. Поскольку невозможно получить коэффициент передачи беспрестанно нарастающим, то у реальной цепи передаточная функция если и обладает нулем, то в комбинации с одним или несколькими полюсами.

Так, при одном нуле и двух полюсах с частотами $f_{p2} > f_{p1} > f_{z1}$ АЧХ принимает вид ломаной прямой на рис. 2.10. Так же может быть построена и ФЧХ.

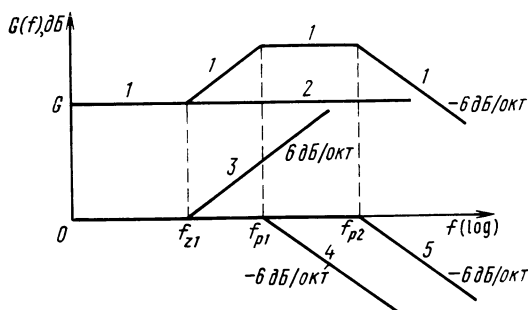


Рис. 2.10. Амплитудно-частотные характеристики цепи с двумя полюсами и нулем у передаточной функции

Встречаются также передаточные функции, содержащие нуль $z_1=0$ и конечный полюс $p_1=-1/\tau_1$,

$$K(p) = K p \tau_1 / (1 + p \tau_1), \quad (2.33)$$

при этом частота полюса в соответствии с (2.13) $f_{p1} = 1/2\pi\tau_1$.

АЧХ и ФЧХ и их составляющие при данной передаточной функции изображены на рис. 2.11. Для расчета АЧХ и ФЧХ находим модуль и аргумент передаточной функции

$$K(j\omega) = \frac{j\omega\tau_1 K}{1 + j\omega\tau_1} = \frac{K}{1 + 1/j\omega\tau_1}; \quad (2.34)$$

$$K(\omega) = 1/\sqrt{1 + (1/\omega\tau_1)^2}, \quad (2.35)$$

$$K(f) = 1/\sqrt{1 + (f_{p1}/f)^2}; \quad (2.36)$$

$$\varphi(f) = \text{arctg}(f_{p1}/f), \quad (2.37)$$

где $f_{p1} = 1/2\pi\tau_1$.

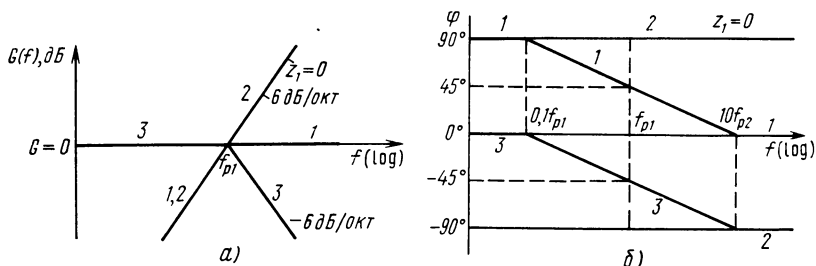


Рис. 2.11. Амплитудно- (а) и фазочастотные (б) характеристики цепи с передаточной функцией, содержащей нуль $z_1=0$ и полюс $p_1=-1/\tau_1$

Так как при $f=f_{p1}$ $K(f) = K/\sqrt{2}$, то частота полюса здесь представляет собой нижнюю частоту, отсчитываемую на уровне уменьшившегося в $\sqrt{2}$ раз коэффициента усиления

$$f_{н \sqrt{2}} = f_{p1} = 1/2\pi\tau_1. \quad (2.38)$$

Для расчета нормированной АЧХ и ФЧХ по аналогии с (2.18) и (2.15) удобно пользоваться выражениями

$$\hat{G}(f) = -10 \lg [1 + (f_{н \sqrt{2}}/f)^2]; \quad (2.39)$$

$$\varphi = \text{arctg}(f_{н \sqrt{2}}/f). \quad (2.40)$$

Пример схемы электрической цепи с передаточной функцией (2.33) показан на рис. 2.12, а, у которой

$$\tau_1 = C_1(R_1 + R_2). \quad (2.41)$$

Представляет также интерес исследование передаточной функции, содержащей полюс p_1 и конечный нуль

$$K(p) = \frac{K(1 + p\tau_1)}{1 + p\tau_2}. \quad (2.42)$$

Например, у цепи на рис. 2.12, б

$$K = (U_2/U_1)_{f \rightarrow 0} = R_2/(R_1 + R_2 + R_3);$$

$$z_1 = -1/C_1 R_3; \quad f_{z1} = 1/2 \pi C_1 R_3;$$

$$p_1 = -\frac{R_1 + R_2 + R_3}{C_1 R_3 (R_1 + R_2)}, \quad f_{p1} = \frac{R_1 + R_2 + R_3}{2 \pi C_1 R_3 (R_1 + R_2)}.$$

Соотношения между частотами $f_{B\sqrt{2}}$ и f_{p1} , f_{p2} . Частота $f_{B\sqrt{2}}$ передаточной функции с одним полюсом совпадает с частотой полюса. Однако уже при двух полюсах, допустим, с равными частотами $f_{p1} = f_{p2}$, передаточная функция имеет вид $K(p) = K/(1 + p\tau_1)^2$, модуль которой

$$K(\omega) = \frac{K}{[\sqrt{1+(\omega\tau_1)^2}]^2} = \frac{K}{1 + \omega^2\tau_1^2}. \quad (2.43)$$

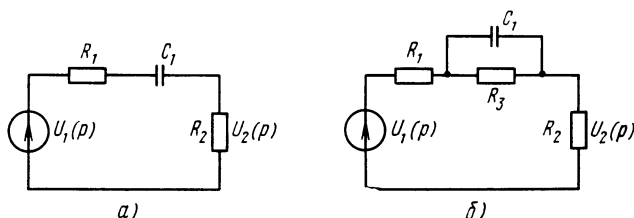


Рис. 2.12. Схемы цепей, передаточная функция которых содержит полюс и ноль

Частота $f_{B\sqrt{2}}$ отличается от частоты полюса. Действительно, приравняв правую часть (2.43) $K/\sqrt{2}$, находим

$$f_{B\sqrt{2}} = \sqrt{\sqrt{2}-1}/2 \pi \tau_1 = 0,643/2\pi \tau_1.$$

Так как частота полюса определяется (2.13), то

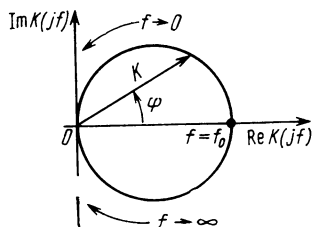
$$f_{B\sqrt{2}} = 0,643 f_{p1} = 0,643 f_{p2}. \quad (2.44)$$

При N одинаковых полюсах

$$f_{B\sqrt{2}} = f_p \sqrt{2^{1/N}-1}. \quad (2.45)$$

Более общим случаем является наличие несовпадающих корней характеристического уравнения, когда при отсутствии нулей

$$K(p) = K/(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)\dots,$$



и выражение $f_{B\sqrt{2}}$ через частоты полюсов является чисто алгебраической задачей с достаточно простым аналитическим решением при числе полюсов не больше двух; при графическом способе нахождения $f_{B\sqrt{2}}$ число полюсов не играет роли.

Рис. 2.13. Годограф вектора $K(jf)$

Этот годограф связывает в одну зависимость изменения коэффициента усиления $K(f)$ и фазового сдвига φ , происходящие в полном диапазоне частот $0 \dots f \dots \infty$.

Представление зависимости $K=\Phi(\varphi)$ в полярных координатах или на плоскости комплексных чисел (рис. 2.13) оказывается весьма наглядным и вполне возможным, так как комплексный коэффициент усиления $K(jf)=K(f)e^{j\varphi}$ характеризуется модулем $K(f)$ и аргументом φ .

2.3.4. АМПЛИТУДНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Эти характеристики выражают зависимость амплитуды первой гармоники выходной величины от амплитуды гармонической входной величины, например, $U_2=f(U_1)$ (или $I_2=f(U_1)$) (рис. 2.14). Остаточный уровень выходной величины (при $U_1=0$) объясняется существованием внутренних помех (например, фона). Отклонение амплитудной характеристики от прямой в верхней ее части обусловлено влиянием нелинейных свойств усилителя, однако по амплитудной характеристике непосредственно характер и степень нелинейных искажений определить в общем случае не удастся.

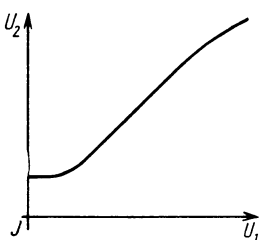


Рис. 2.14. Амплитудная характеристика

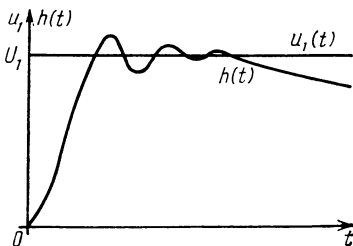


Рис. 2.15. Ступенчатое входное напряжение $u_1(t)$ и переходная характеристика $h(t)$

2.4. ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЯ ПРИ РАБОТЕ В ПЕРЕХОДНОМ РЕЖИМЕ

Свойство этого режима, в первую очередь, описывается *переходной характеристикой* (ПХ), представляющей собой зависимость от времени выходной величины при ступенчатом изменении входной (рис. 2.15) $u_1(t)=U_1 1(t)$, где [1]

$$1(t) = \frac{1}{2} + \frac{1}{\pi} \int_0^{\infty} \frac{\sin \omega t}{\omega} d\omega = \frac{1}{2} + \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{e^{j\omega t}}{j\omega} d\omega$$

— единичная функция, равная нулю при $t \leq 0$ и единице при $t > 0$.

Выбор ступенчатого напряжения в качестве входного воздействия при исследовании переходного режима вызван тем, что переходный процесс проявляется наиболее ярко, а описывающие его выражения получаются самыми простыми. Отношение устанавливающегося выходного напряжения $u_2(t)$ к размаху сигнала U_1 представляет собой *переходную функцию*:

$$h(t) = u_2(t)/U_1 \quad (2.46)$$

(рис. 2.15).

2.5. СВЯЗЬ МЕЖДУ АЧХ, ФЧХ И ПХ

В электрической цепи (усилителе) с реактивными элементами возникает фазовый сдвиг φ между входным и выходным напряжениями, коэффициент усиления может зависеть или не зависеть от частоты. При $G(f) = \text{var}$ неизбежно возникает фазовый сдвиг, при прочих равных условиях пропорциональный $dG(f)/d(\lg f/f_{\text{оп}})$, где $f_{\text{оп}}$ — некоторая опорная частота. Например, в области верхних частот (рис. 2.4, 2.5) $dG(f)/d(\lg f/f_{\text{оп}})$ и $\varphi < 0$.

Однозначная связь между φ и изменением $G(f)$ свойственна *минимально-фазовым* цепям, в отличие от *неминимально-фазовых* цепей, у которых $|\varphi|$ получается больше, чем это вытекает из величины $dG(f)/d(\lg f/f_{\text{оп}})$; так, у системы с распределенными параметрами (линии) может быть $dG(f)/d(\lg f/f_{\text{оп}}) = 0$, а $\varphi \neq 0$ [1].

Связь между характеристиками стационарного и переходного режимов установим на примере цепи на рис. 2.16, а, полагая, что $C_2 \ll C_1$ и $R_1 \ll R_2$. Рассматривая поведение цепи в области нижних

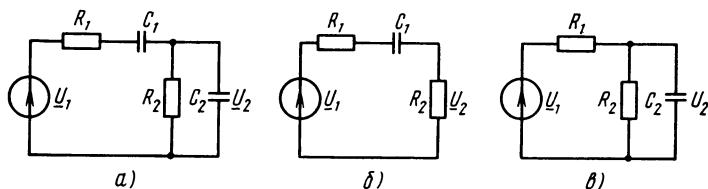


Рис. 2.16. Общая (а) и упрощенные (б, в) эквивалентные схемы усилительных каскадов

частот (рис. 2.16, б) можно пренебречь влиянием небольшой емкости C_2 , так как проводимость ωC_2 и потребляемый ею ток малы и при понижении частоты стремятся к нулю. В области верхних частот сопротивление сравнительно большой емкости C_1 оказывается относительно малым и можно пренебречь падением напряжения на емкостном сопротивлении $1/\omega C_1$, которое с повышением частоты стремится к нулю, при этом эквивалентная схема может быть упрощена (рис. 2.16, в).

В переходном режиме при ступенчатом изменении напряжения $u_1(t)$ (рис. 2.16, а) сравнительно быстро будет заряжаться меньшая емкость C_2 , а большая емкость C_1 почти не изменит своего заряда. Так как напряжение на незаряженной емкости C_1 равно нулю, то при рассмотрении начальной стадии переходного процесса допустимо считать емкость C_1 как бы шунтированной короткозамыкающей перемычкой (рис. 2.16, в). Отсюда следует, что форма ПХ в области малых времен обусловлена эквивалентной схемой цепи (каскада) для верхних частот.

Рассматривая переходный режим в области больших времен, допустимо полагать, что ток заряда C_2 отсутствует, это равносильно исключению C_2 (рис. 2.16, б). Следовательно, форма ПХ в области больших времен обусловлена эквивалентной схемой цепи (каскада) для нижних частот.

2.6. ЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

В общем представлении под искажениями усиливаемого сигнала понимается его изменение, вызванное несовпадением реальных и идеальных характеристик усилителя.

Линейные искажения обусловлены влиянием присутствующих в усилителе реактивных элементов и в наиболее чистом виде проявляются при усилении слабых сигналов, когда можно не считаться с нелинейностью динамической характеристики (рис. 2.3). Известны три вида линейных искажений: *частотные, фазовые и переходные*.

2.6.1. ЧАСТОТНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Частотные искажения существуют, если реальная АЧХ отклоняется от идеальной, заданной для полосы пропускания. Идеальная АЧХ в ряде случаев (например, для УЗЧ, измерительного усилителя) может быть задана в виде, показанном на рис. 2.17 штриховой линией. В этом случае за меру частотных искажений обыч-

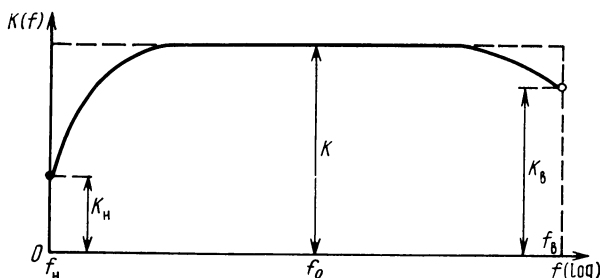


Рис. 2.17. Амплитудно-частотные характеристики идеального (— — —) и реального (—) усилителей

но принимаются нормированные значения коэффициента усиления на граничных частотах полосы пропускания (рис. 2.18)

$$\hat{G}_H = 20 \lg K_H/K; \quad \hat{G}_B = 20 \lg K_B/K, \quad (2.47)$$

где K — коэффициент усиления на *средней частоте* f_0 , равной 1 кГц для УЗЧ и 0 для УПТ, а для других типов усилителей под f_0 обычно понимается $f_0 = \sqrt{f_H f_B}$. Нормированное усиление может выражать свойство как усилителя, так и отдельных его каскадов, т. е. $G(f) = G_1(f) + G_2(f) + G_3(f) \dots$ Уровень частотных искажений зависит от параметров эквивалентной схемы усилителя (в простейшем случае каскада).

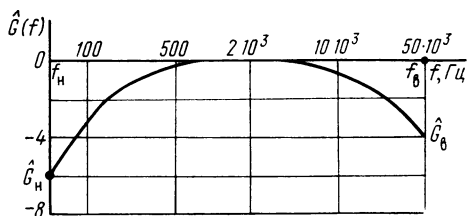


Рис. 2.18. Нормированная амплитудно-частотная характеристика

Для определения степени частотных искажений каскада (рис. 2.16, а) в области нижних частот достаточно располагать частотой $f_{H\sqrt{2}}$, равной частоте полюса, и нижней частотой $f = f_H$, входящей в выражение (2.39), где

$$f_{H\sqrt{2}} = 1/2\pi C_1 (R_1 + R_2) = 1/2\pi \tau_1. \quad (2.48)$$

Рассматривая подобным образом поведение каскада в области верхних частот, следует обратиться к схемам на рис. 2.16, в и 2.6, а, у которых АЧХ и ФЧХ определяются через частоту полюса или постоянную времени:

$$f_{p2} = 1/2\pi \tau_2 = f_{B\sqrt{2}}, \quad (2.49)$$

$$\tau_2 = C_2 R_1 R_2 / (R_1 + R_2), \quad (2.50)$$

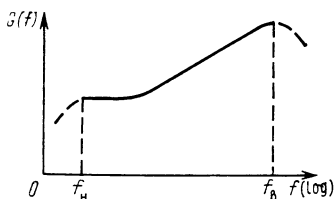
которые должны заменить f_{p1} и τ_1 в выражениях (2.8), (2.10) — (2.14), а в качестве рабочей формулы для G_B используется (2.18) при замене f на f_B .

Частотные искажения вызывают изменения формы кривой сигнала. В случае усиления сигналов звуковой частоты они ощущаются как некоторое изменение тембра, если значения G_H и G_B не выходят за пределы ± 6 дБ для всего тракта передачи. К самим УЗЧ предъявляются более жесткие требования, особенно если они высшего класса, для которых уровень частотных искажений не должен превышать $\pm (0,1 \dots 1)$ дБ. При усилении сигналов изображения более слабое воспроизведение верхних частот сопровождается ухудшением четкости изображения. В измерительном усилителе, например, входящем в состав чувствительного вольтметра, неравномерное усиление в полосе пропускания приводит к

появлению частотных ошибок. Допуск на искажения здесь определяется, исходя из требований, предъявляемых к точности прибора.

Усилители многоканальных систем, соединяемые с помощью отрезков *коаксиального кабеля*, располагаются вдоль линии связи через несколько километров друг от друга. Затухание кабеля возрастает с повышением частоты, что и определяет вид идеальной АЧХ для таких условий работы (рис. 2.19). У систем с большим числом каналов реальная АЧХ не должна отличаться от идеальной на десятки доли децибела.

Рис. 2.19. Идеальная амплитудно-частотная характеристика усилителя многоканальной связи



2.6.2. ФАЗОВЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Фазовые искажения появляются при несовпадении реальной и идеальной ФЧХ в полосе пропускания частот. В большинстве случаев идеальная ФЧХ представляет собой прямую проходящую через начало координат $\varphi(f) = af$. Это объясняется тем, что при $\varphi(f) = af$ составляющие спектра частот сигнала одинаково смещаются во времени. Действительно, если одна из составляющих входного сигнала изменяется по закону $u_1 = U_{1m} \sin \omega t$, то ее выходное значение

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

т. е. $u_2 = U_{2m} \sin 2\pi f(t + a/2\pi)$. Последнее равенство показывает, что все составляющие независимо от их частоты смещаются во времени на одно и то же значение $t_{зд} = -a/2\pi$, называемое *групповым временем задержки*, при этом взаимное расположение синусоид различных частот, а следовательно, и форма кривой не подвергается изменению.

Так как напряжение на выходе не может появиться раньше, чем на входе, то при $\varphi = af$ всегда $a \leq 0$. При непропорциональном изменении φ и f составляющие спектра сигнала смещаются во времени неодинаково, что приводит к изменению формы кривой, как показано на рис. 1.6. Степень фазовых искажений оценивается разностью между максимальным и минимальным значениями производной $d\varphi/df$ в определенном диапазоне частот.

Фазовые искажения не влияют и в случае использования усилителя в цепи вольтметра, реагирующего на среднее и среднеквадратические значения измеряемого напряжения, но снижают точность измерения, если показания выходного прибора пропорциональны пиковым значениям напряжения на его зажимах.

Линейные искажения импульсных и других сигналов отсутствуют при соблюдении двух условий: $K = \text{const}$ и $\varphi = af$ при $a = \text{const}$ в интервале частот от f_{\min} до f_{\max} (f_{\min} и f_{\max} — граничные частоты спектра сигнала). В большинстве случаев (например, при прямоугольной форме импульсов), теоретически $f_{\max} = \infty$, а удовлетворить условиям идеальности характеристик удастся до некоторой конечной частоты. Это означает, что при усилении импульсных сигналов полностью избавиться от линейных искажений не удастся.

Специфические фазовые искажения в системе цветного телевидения возникают, если фазовый сдвиг на поднесущей частоте сигнала цветности зависит от размаха сигнала. Такого рода искажения получили название дифференциально-фазовых; нормой для них является 1° , изменения фазового сдвига на частоте 4,43 МГц при изменении размаха сигнала строчной частоты 15, 625 кГц от нуля до максимума.

2.6.3. ПЕРЕХОДНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

При усилении импульсных сигналов критерием линейных искажений является характер изменения их формы, который очень сложно и не всегда известно как зависит от степени частотных и фазовых искажений в полосе пропускания. В то же время вполне определенная связь, выражаемая интегралом Дюамеля [1], существует между изменением формы кривой сигнала, проходящего через линейную систему, и ее ПХ. Поэтому для количественной оценки изменения формы кривой сигнала, обусловленного присутствием реактивных элементов, удобнее использовать переходную характеристику.

При отсутствии реактивных элементов выходное напряжение изменилось бы так же, как и входное (не считая умножения на K), т. е. в идеальном случае выходное напряжение следовало бы закону единичной функции (рис. 2.15). Поэтому количественная оценка переходных искажений основывается на сравнении реальной ПХ с идеальной, описываемой уравнением $h(t) = K \cdot 1(t)$. Степень переходных искажений, как было предложено О. Б. Лурье [2], определяется, во-первых, временем установления t_y , в течение которого нормированная переходная функция (рис. 2.15)

$$\hat{h}(t) = h(t)/K = u_2(t)/K U_1 \quad (2.51)$$

изменяется от 0,1 до 0,9 своего установившегося (в области малых времен) значения (рис. 2.20, а), во-вторых, относительным значением наибольшего выброса δ , возникающего в случае колебательного характера установления, и, в-третьих, неравномерностью вершины прямоугольного импульса Δ , образуемой за определенный промежуток времени t_n (рис. 2.20, б).

Время установления и выброс характеризуют *искажение фронта* (в идеальном случае $t_n = 0$, $\delta = 0$).

Так как обычно $t_{и\max} \gg t_y$, то для изображения фронта и плоской части ПХ приходится использовать два отдельных графика с масштабами времени, отличающимися на несколько порядков.

Время установления цепи на рис. 2.16, в несложно найти путем известного перехода от изображения выходного напряжения

$$U_2(p) = K(p) U_1(p) \quad (2.52)$$

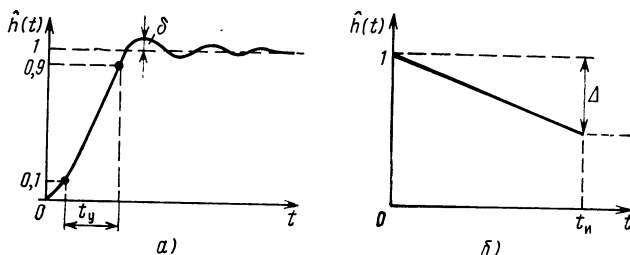


Рис. 2.20. Нормированные переходные характеристики для малых (а) и больших (б) времен

к его оригиналу $u_2(t)$ при $u_1(t) = U_1 \cdot 1(t)$. Выполняя преобразование Лапласа, находим

$$U_1(p) = \int_0^{\infty} u_1(t) e^{-pt} dt = \int_0^{\infty} U_1 e^{-pt} dt = U_1/p. \quad (2.53)$$

Для передаточной функции было найдено выражение (2.8); в нем, учитывая (2.49), заменим τ_1 на τ_2 :

$$K(p) = K/(1 + p\tau_2), \quad (2.54)$$

где, как видно из рис. 2.16, в, $K = R_2/(R_1 + R_2)$. Объединяя (2.52) — (2.54), находим

$$U_2(p) = KU_1/p(1 + p\tau_2). \quad (2.55)$$

Воспользовавшись таблицей «Оригиналы и изображения по Лапласу» [3], определим выходное напряжение и нормированную переходную функцию

$$u_2(t) = KU_1'(1 - e^{-t/\tau_2}); \quad (2.56)$$

$$\hat{h}(t) = u_2(t)/KU_1 = 1 - e^{-t/\tau_2}, \quad (2.57)$$

(рис. 2.21). Придавая $\hat{h}(t)$ численные значения 0,1 и 0,9, узнаем, что t/τ_2 равно 0,1053 и 2,306; разность этих значений близка к 2,2, поэтому

$$t_y \approx 2,2 \tau_2. \quad (2.58)$$

Между временем установления и частотой $f_{\text{св}} \sqrt{2}$ существует простая связь, которая

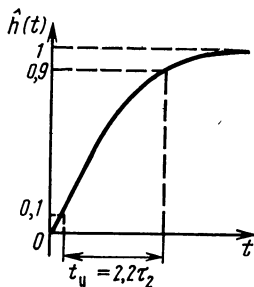


Рис. 2.21. Нормированная переходная характеристика резисторного каскада в области малых времен

легко устанавливается путем перемножения левых и правых частей равенств (2.49) и (2.58) $f_{\text{в}\sqrt{2}} t_y = 2,2\tau_2 / 2\pi\tau_2$, т. е.

$$f_{\text{в}\sqrt{2}} t_y = 0,35. \quad (2.59)$$

Несмотря на то, что равенство (2.59) относится к RC -цепи на рис. 2.16, в, оно с достаточной степенью точности (не хуже 3 ... 5%) может быть распространено на другие виды каскадов и усилителей, т. е. его можно рассматривать как универсальное соотношение.

Рассмотрим характер искажения прямоугольного импульса малой длительности. Представляя входной импульс как алгебраическую сумму двух ступенчатых напряжений, вступающих в действие в моменты $t=0$ и $t=t_n$

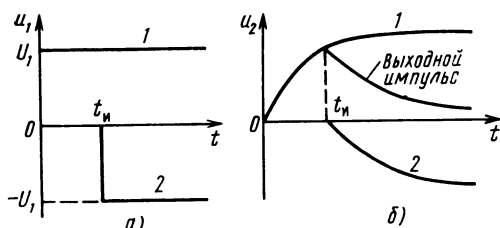


Рис. 2.22. Разложение прямоугольного импульса малой длительности на ступенчатые составляющие (а) и суммирование выходных реакций

в моменты $t=0$ и $t=t_n$ (1 и 2 на рис. 2.22), и суммируя реакции на них усилителя, находим форму выходного импульса (рис. 2.22, б). Для того чтобы он достиг 90% своего максимального предела, время установления не должно превышать длительности импульса. Отсюда следует,

что пропускание коротких импульсов обеспечивается при достаточно малом значении t_y , т. е. при большом значении частоты $f_{\text{в}\sqrt{2}}$. В частности, при передаче телевизионных сигналов необходимо получить t_y меньше длительности передачи одного элемента изображения $t_{\text{эл}}$, равной 80 нс, что отвечает частоте $f_{\text{в}\sqrt{2}} \approx 4,5$ МГц, практически 5 ... 6 МГц. При $t_y > t_{\text{эл}}$ наблюдается размытие резких границ между различными градациями яркости, т. е. снижение четкости изображения.

Общее время установления приблизительно равно квадратичной сумме значений этого показателя у отдельных звеньев тракта передачи, т. е.

$$t_y \approx \sqrt{t_{y1}^2 + t_{y2}^2 + t_{y3}^2 + \dots}. \quad (2.60)$$

Последнее выражение относится к случаю, когда переходный процесс у отдельных звеньев носит аperiodический характер; при колебательном характере переходного процесса (рис. 2.20, а) время t_y несколько меньше, чем вычисленное по формуле (2.60).

Если установление происходит с выбросами, то возникает окантовка изображения («пластика») — светло- и темносерые полосы на границе раздела белого и черного полей. Практически установлено, что при выбросе результирующей ПХ телевизионного тракта, не превышающем 5%, искажения такого рода допустимы.

Определяя неравномерность вершины импульса (рис. 2.20, б) цепи на рис. 2.16, б с помощью (2.33), (2.52) и (2.53), находим изображение выходного напряжения

$$U_2(p) = \frac{p \tau_1 K}{1 + p \tau_1} \frac{U_1}{p} = \frac{\tau_1 K U_1}{1 + p \tau_1},$$

причем у цепи на рис. 2.16, б $\tau_1 = C_1(R_1 + R_2)$. Воспользовавшись таблицей «Оригиналы и изображения по Лапласу» [3], находим

$$u_2(t) = K U_1 e^{-t/\tau_1}; \quad \hat{h}(t) = u_2(t)/K U_1 = e^{-t/\tau_1} \quad (2.61)$$

(рис. 2.23). Так как $e^{-x} = 1 - x + x^2/2! - x^3/3! + \dots \approx 1 - x$, то неравномерность вершины импульса

$$\Delta \approx t_n/\tau_1. \quad (2.62)$$

При прохождении прямоугольного импульса большой длительности через усилитель (каскад) выходной импульс находится путем ал-

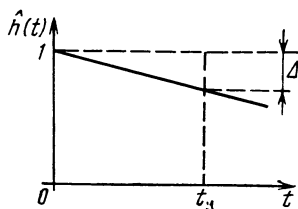


Рис. 2.23. Нормированная переходная характеристика резисторного каскада в области больших времен

гебраического сложения реакций на первую и вторую ступенчатые составляющие, вступающие в действие через промежуток времени t_n (рис. 2.24).

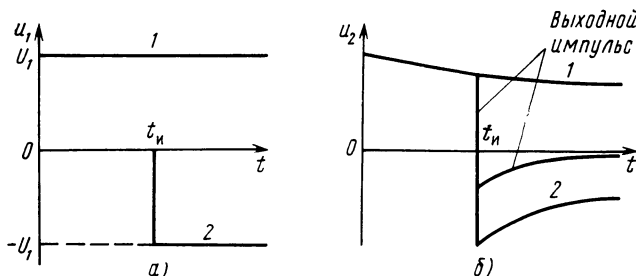


Рис. 2.24. Разложение прямоугольного импульса большой длительности на ступенчатые составляющие (а) и суммирование выходных реакций (б)

Неравномерность вершины импульса Δ за время t_n , равное половине периода составляющей сигнала самой низкой частоты, проявляются, например, в неравномерной по вертикали яркости изображения крупных однородно освещенных объектов, а также в нарушении синхронизации по кадрам. Допустимые значения неравномерности вершины импульса обычно лежат в пределах 5 ... 10% для усилителя в целом; при значениях такого порядка

результатирующая неравномерность оказывается достаточно близкой к сумме ее значений для отдельных каскадов

$$\Delta = \Delta_1 + \Delta_2 + \Delta_3 + \dots \quad (2.63)$$

В заключение отметим, что АЧХ, ФЧХ и ПХ, изображенные на рис. 2.11, 2.15 и 2.17—2.24, относятся к усилителю переменного тока, а на рис. 2.4, 2.5, 2.8—2.10, 2.14, а, 2.20, а, 2.21 и 2.22 — к усилителю постоянного тока.

2.7. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ

Нелинейные искажения возникают в усилителе вследствие нелинейности его сквозной динамической характеристики. Предположим, что мы имеем дело с транзисторным каскадом, возбуждаемым от источника гармонической ЭДС e_r с весьма малым внутренним сопротивлением R_r , во много раз меньшим входного сопротивления транзистора $R_{вх}$. В этом случае напряжение сигнала база — эмиттер $u_{бэ} = e_r - R_r i_б$ практически можно считать гармоническим, так как $R_r i_б \ll e_r$, и тогда $u_{бэ} \approx e_r$. В этих условиях нелинейные искажения будут зависеть от вида динамической характеристики прямой передачи (1, на рис. 2.25). Кривая 2 выражает

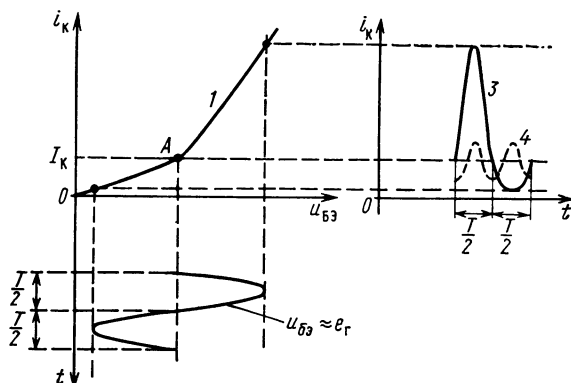


Рис. 2.25. Характер нелинейных искажений

изменение напряжения на базе. По виду кривой 3 можно установить, что изменения коллекторного тока не являются гармоническими колебаниями; помимо основной частоты ток i_k содержит вторую (4), третью и т. д. гармоники. При неравных размахах тока относительно тока покоя I_k очевидно, что существуют четные гармоники, особенно вторая. При симметричном характере искажений (рис. 2.26) возникают нечетные гармоники (в частности, третья), которая обычно оказывается преобладающей.

Уровень нелинейных искажений усилителей гармонических сигналов оценивается, в первую очередь, по коэффициенту гармоник — отношению среднеквадратической суммы напряжения или тока высших гармоник сигнала, появившихся в результате нели-

нейных искажений, к напряжению или току основной частоты:

$$k_r = \sqrt{U_{2,2f}^2 + U_{2,3f}^2 + \dots} / U_{2,f} ; \quad (2.64)$$

при расчетах удобнее пользоваться амплитудными значениями тока и тогда

$$k_r = \sqrt{I_{2m,2f}^2 + I_{2m,3f}^2 + \dots} / I_{2m,f} . \quad (2.65)$$

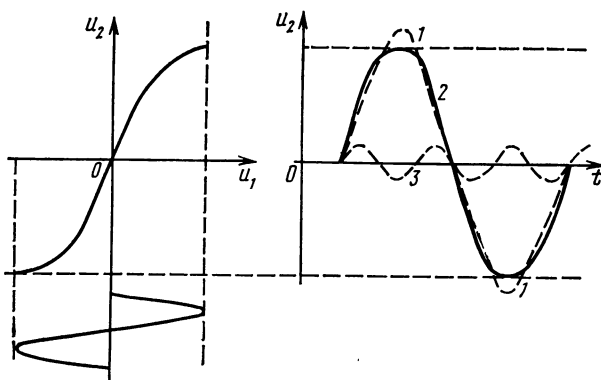


Рис. 2.26. Характер нелинейных искажений

При усилении сигналов звуковой частоты с точки зрения обнаружения на слух нелинейных искажений наибольшую роль играют составляющие комбинационных частот $|f_1 \pm f_2|$, $|2f_1 \pm f_2|$, $|2f_2 \pm f_1|$..., возникающие при подаче на вход усилителя по крайней мере двух гармонических напряжений с частотами f_1 и f_2 . Появление гармоник $2f_1$, $2f_2$, $3f_1$, $3f_2$, ... в процессе усиления сказывается на характере звучания значительно меньше. Это объясняется тем, что вообще гармоники (обертоны) являются составной частью звуковых сигналов (речи, музыки и т. д.). Таким образом, в реальных условиях на вход УЗЧ поступает напряжение, спектр которого содержит f_1 , $2f_1$, $3f_1$, ..., f_2 , $2f_2$, $3f_2$, ... Гармоники, возникающие в результате нелинейных искажений, просто суммируются с начальными и сравнительно мало ухудшают качество передачи. Наоборот, составляющие комбинационных частот (в особенности разностных типа $|f_1 - f_2|$, $|f_1 - 2f_2|$, $|2f_1 - f_2|$, ...) появились в процессе усиления, и поэтому они, главным образом, и создают искажение сигнала.

Несмотря на то, что восприятие на слух искажений в основном зависит от относительных амплитуд комбинационных частот, за меру нелинейных искажений обычно принимают коэффициент гармоник. Это объясняется, с одной стороны, тем, что амплитуды комбинационных частот и гармоник пропорциональны. Так, амплитуда разностного тона $|f_1 - f_2|$ пропорциональна амплитуде второй гармоники, более сложно образованного тона $|f_1 - 2f_2|$ третьей гармонике. С другой стороны, приборы, предназначенные для из-

мерения коэффициента гармоник, например С6-1, значительно проще анализаторов спектра С4-12, позволяющих измерять его отдельные составляющие.

Нелинейные искажения на слух незаметны, если коэффициент гармоник невелик ($k_r < 0,2 \dots 0,5\%$). Нормированные значения коэффициента гармоник усилителей высшего класса составляют сотые доли процента. Для усилителей вещательных трактов I класса в области средних частот коэффициент гармоник не должен превышать 2,5%, а на нижних частотах из-за искажений, вносимых магнитной цепью выходного трансформатора, — 4%.

Групповые усилители многоканальной связи должны обладать высокой степенью линейности для того, чтобы продукты нелинейности (гармоники и комбинационные частоты) из одного канала (сравнительно узкого спектра частот, занимающего определенное место в частотном интервале) не попали в остальные (которых может быть сотни и тысячи). Для оценки степени искажений используются *затухания нелинейности* по второй и третьей гармоникам, равные $20 \lg (1/k_{r2})$ и $20 \lg (1/k_{r3})$, где $k_{r2} = U_{2,2f}/U_{2f}$, $k_{r3} = U_{2,3f}/U_{2f}$. В соответствии с (2.64) в данном случае

$$k_r = \sqrt{k_{r2}^2 + k_{r3}^2}. \quad (2.66)$$

Допустимые значения затуханий нелинейности для второй гармоники порядка 76 дБ и для третьей 104 дБ ($k_{r2} = 0,016\%$, $k_{r3} = 0,00063\%$) при $P_2 = 1$ мВт (см. § 8.4).

Другой мерой, характеризующей влияние нелинейности УЗЧ, является *коэффициент интермодуляционных искажений*. Для измерения этого показателя на вход усилителя подаются два гармонических напряжения с частотами $f_1 = 50$ Гц и $f_2 = 6$ кГц (или 10 кГц). Амплитуды этих напряжений относятся как 4:1. Отношение амплитуды разностной частоты $f_2 - f_1$ к амплитуде выходного напряжения частоты 50 Гц и представляет собой коэффициент интермодуляционных искажений; допустимое значение этого коэффициента принимается равным (1 ... 1,5) k_r .

При усилении импульсных сигналов, модулированных по длительности, нелинейность динамической характеристики не играет роли. Если же при передаче информации изменяется размах импульсов (как это имеет место при передаче изображения), то изменяется контрастность видимой картины, т. е. нарушается относительная плотность (градации) полутонов. Иногда для получения необходимой контрастности вводят определенного вида нелинейность. Уровень нелинейных искажений импульсных сигналов целесообразно оценивать *коэффициентом нелинейности* сигнала $k_{нл}$, равного нормированному относительно максимального значения изменению крутизны (производной) динамической характеристики; так, в случае зависимости $u_2 = f(u_1)$

$$k_{нл} = (k_{\max} - k_{\min})/k_{\max},$$

где k_{\max} и k_{\min} — наибольшее и наименьшее значения производной du_2/du_1 в пределах используемого участка характеристики.

2.8. ВЫХОДНЫЕ И ВХОДНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

При повышении входного напряжения увеличиваются напряжение и мощность в выходной цепи усилителя и изменяется степень нелинейных искажений при показанных на рис. 2.25 и 2.26 формах динамических характеристик. Коэффициент гармоник с повышением напряжения сигнала непрерывно возрастает, а в случае характеристики с изгибом в начале координат (рис. 2.27) сначала уменьшается, а затем возрастает, как и при формах характеристики на рис. 2.25 и 2.26.

Другим выходным параметром является *номинальная выходная мощность* P_2 , определяемая при условии, что коэффициент гармоник не превышает максимально допустимого. Очевидно, что при этом на входе усилителя поддерживается (обычно не менее 10 мВ) гармоническое напряжение, частота которого применительно к УЗЧ выбирается равной 1 кГц. Номинальная выходная мощность усилителей станций радиотрансляционных узлов установлена следующим рядом значений: 50, 100, 250, 500, 1250, 2500, 5000 и 15 000 Вт. Наряду с этим нормируются значения k_r для нескольких частот и различных напряжений сигнала.

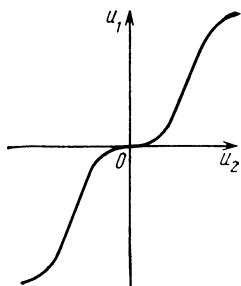


Рис. 2.27. Динамическая характеристика с изгибом в начале координат

В литературе встречается «музыкальная выходная мощность», под которой понимают мощность, аналогичную номинальной, только при настолько непродолжительном входном напряжении, что напряжение источника питания не успевает снизиться из-за потребления от него большего тока. Если питание усилителя осуществляется от стабилизированного источника, то музыкальная выходная мощность не отличается от номинальной. Наконец, иногда в описании аппаратуры приводится максимальная **выходная** мощности; ее определяют подобно номинальной, но при $k_r=10\%$.

Кроме P_2 к выходным параметрам относят *номинальное выходное напряжение* U_2 — среднеквадратическое напряжение гармонических сигналов или размах импульсных, а также *сопротивление нагрузки* Z_2 и *выходное сопротивление* $Z_{\text{вых}}$. В общем случае $Z_2 = r_2 + jx_2$. В технических условиях вместо Z_2 обычно задается активное сопротивление R_2 , равное $Z_2 = \sqrt{r_2^2 + x_2^2}$ на средней частоте f_0 . Нагрузкой для усилителя звуковоспроизводящего устройства является сопротивление акустической системы или громкоговорителя, равное 8 Ом, реже 4 или 16 Ом. Для усилителей большой мощности нормируется не R_2 , а номинальное выходное напряжение, установленное равным 240 В (при $P_2 \leq 250$ Вт предусматривается дополнительное значение $U_2=120$ В), что позволяет определить R_2 . Например, при $P_2=15$ кВт $R_2=3,84$ Ом, а при $P_2=50$ Вт и $U_2=120$ В $R_2=288$ Ом.

Многие виды широкополосных усилителей (телевизионные, для многоканальной связи и др.) работают на нагрузку, подключаемую через коаксиальный кабель, с которым она согласована. В этих условиях R_2 равно характеристическому сопротивлению кабеля Z_c , чаще всего 75 Ом.

Выходное сопротивление усилителя в области средних частот обычно оказывается активным, причем у УЗЧ оно должно быть во много раз меньше сопротивления нагрузки. Это обеспечивает, например, эффективное демпфирование свободных колебаний подвижной системы громкоговорителя, необходимое для четкого воспроизведения звука. Отсюда появился еще один показатель — *коэффициент демпфирования*, равный отношению сопротивления нагрузки к выходному сопротивлению усилителя:

$$k_d = R_2/R_{\text{вых}}, \quad (2.67)$$

который для усилителей высшего класса составляет 10 ... 100. Для усилителей, работающих на переменную нагрузку (в частности, усилителей радиотрансляционных узлов), нормируется изменение выходного напряжения при отключении нагрузки на частоте 400 Гц для I класса качества не свыше 2 дБ, т. е. в 1,259 раза, чему отвечает отношение $R_2/R_{\text{вых}} = 3,86$.

Если нагрузка связана с усилителем через кабельную (или воздушную) линию большой протяженности, то необходимо согласование на входе линии, т. е. $R_{\text{вых}} = Z_c$.

Ко входным параметрам относят ЭДС источника сигнала E_1 , его выходное (внутреннее) сопротивление Z_1 , входное сопротивление усилителя $Z_{\text{вх}}$ или $R_{\text{вх}}$; иногда $Z_{\text{вх}}$ представляют в форме параллельно соединенных $R_{\text{вх}}$ и $C_{\text{вх}}$. Вместо ЭДС E_1 может быть указано номинальное входное напряжение U_1 .

В общем случае напряжение питания подается от нескольких источников, причем потребляемая от них мощность может зависеть или не зависеть от амплитуды сигнала. Основным интересом обычно представляет суммарная мощность P_0 при номинальной выходной мощности P_2 и полный (промышленный) КПД

$$\eta_p = P_2/P_0,$$

который обычно не превышает 60 ... 70%.

2.9. ВНУТРЕННИЕ ПОМЕХИ

Если при отсутствии сигнала (или напряжения другого происхождения) на входе возникает напряжение на выходе усилителя, то оно классифицируется как внутренние помехи. Наибольшее влияние оказывают помехи типа фона, шума и дрейфа.

2.9.1. ФОН

Фон представляет собой постороннее напряжение на выходе усилителя, частоты составляющих которого кратны частоте сети переменного тока, от которой ведется питание усилителя или к

которой он близко расположен. Фон возникает вследствие питания усилителей от выпрямителя с недостаточно сглаженным напряжением, а также нитей накала электронных ламп переменным током. Другой причиной появления фона является наведение переменной ЭДС (особенно в цепях первых каскадов) электрическими и магнитными полями, существующими вблизи проводов сети и силовых (выпрямительных, накальных и т. д.) трансформаторов.

Для снижения уровня фона необходимо повышать степень сглаживания пульсаций напряжения выпрямителя, осуществлять питание ламп первых каскадов от источника постоянного тока или заменить их полупроводниковыми приборами, использовать отрицательную обратную связь, а для борьбы с наводками применять экранирование.

Фон практически незаметен, если его напряжение на выходе на 60 ... 70 дБ ниже номинального выходного при частоте фона не выше 100 Гц — минимальной частоты для УЗЧ I и высшего класса.

2.9.2. ТЕПЛОВОЙ ШУМ

«Шумом» принято называть флуктуационные помехи, возникающие из-за хаотического теплового движения свободных электронов, дробового эффекта и т. д.

Флуктуационная ЭДС зависит от термодинамической температуры и активной составляющей сопротивления проводника (участка цепи) R . Она не является периодической функцией времени, и ее составляющие занимают равномерный сплошной спектр от $f_{\min}=0$ до $f_{\max} \approx 10^{12}$ Гц (составляющие, на частотах которых коэффициент усиления очень мал, не представляют интереса). Если в пределах относительно узкой полосы Δf активная составляющая комплексного сопротивления рассматриваемой цепи $\underline{Z}=R+jX$ практически остается постоянной, то квадратичная сумма составляющих определяется из выражения

$$E_{\text{ш}R}^2 = 4 k T R \Delta f, \quad (2.68)$$

где $k=1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана; T — термодинамическая температура; причем $E_{\text{ш}R}$ выражено в вольтах, R — в омах; Δf — в герцах. Отсюда следует, что любая электрическая цепь может быть представлена независимым источником шумовой ЭДС $E_{\text{ш}R} = \sqrt{4kTR\Delta f}$ (рис. 2.28, а), частоты составляющих которой заключены в полосе частот Δf , а внутреннее сопротивление на некоторой частоте f , соответствующей середине полосы Δf , равно $\underline{Z}=R+jX$.

Если электрическая цепь состоит из двух параллельных ветвей, то более удобным оказывается представление источника теплового шума в виде источника шумового задающего тока

$$I_{\text{з ш}R}^2 = E_{\text{ш}R}^2 / R^2 = 4kTG\Delta f \quad (2.69)$$

(рис. 2.28, б), присоединенного параллельно к проводимости цепи $\underline{Y} = G + jB$.

Непроволочные резисторы (обладающие сложной структурой, подобно угольному микрофону) создают более высокий уровень шума, чем проволочные, но этот эффект заметен при прохождении

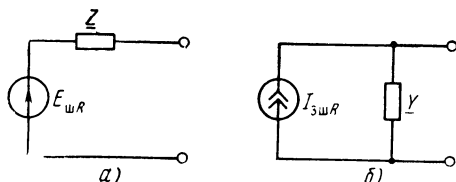


рис. 2.28. Представление источников теплового шума

через них тока. При токе, соответствующем номинальной мощности резистора, ЭДС шума может превышать найденную по формуле (2.68) на два-три порядка [4].

2.9.3. ШУМЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Шумовые свойства транзисторов и ламп определяются следующими составляющими: дробовым шумом; шумом, обусловленным распределением тока между электродами усилительного элемента; шумом, вызванным эффектом мерцания, свойственным эмитирующему электроду (фликкер-эффект); тепловым шумом, практически отсутствующим у приборов с высоким входным сопротивлением (полевых транзисторов и ламп). Их влияние удобно отобразить, представив усилительный элемент как шумящий четырехполюсник, эквивалентная схема которого содержит один или несколько шумовых источников ЭДС и задающего тока. Суммирование эффектов от этих источников выполняется различно в зависимости от их связи, выражаемой коэффициентом корреляции $k_{кор}$, значение которого изменяется от -1 до 1 . Коэффициент корреляции — отношение среднего значения произведения двух переменных к квадратному корню из произведения их средних квадратов. Например, в случае двух ЭДС $k_{кор} = \overline{e_1 e_2} / \sqrt{\overline{e_1^2} \overline{e_2^2}}$. Понятие о коэффициенте корреляции можно распространить и на гармонические колебания, когда

$$e_1 = \sqrt{2} E_1 \cos \omega t \quad \text{и} \quad e_2 = \sqrt{2} E_1 \cos (\omega t + \varphi).$$

Так как

$$\overline{e_1 e_2} = \int_0^{2\pi} 2 E_1 E_2 \cos \omega t \cos (\omega t + \varphi) d(\omega t) = E_1 E_2 \cos \varphi;$$

$$\overline{e_1^2} = \int_0^{2\pi} 2 E_1^2 \cos^2 \omega t d(\omega t) = E_1^2 \quad \text{и} \quad \overline{e_2^2} = \int_0^{2\pi} 2 E_1^2 \cos^2 (\omega t + \varphi) d(\omega t) = E_1^2,$$

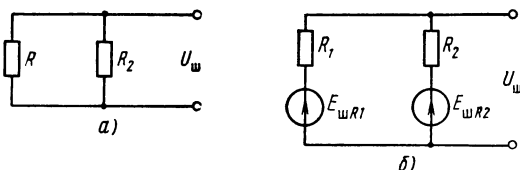
$$\text{то } k_{кор} = E_1 E_2 \cos \varphi / \sqrt{E_1^2 E_1^2} = \cos \varphi,$$

а квадрат результирующего значения двух колебаний равен геометрической сумме E_1 и E_2 : $E^2 = E_1^2 + 2E_1E_2 \cos \varphi + E_2^2$. При суммировании шумовых ЭДС средний квадрат суммарного колебания находится по выражению

$$E^2 = E_1^2 + 2k_{\text{кор}} E_1 E_2 + E_2^2. \quad (2.70)$$

При $k_{\text{кор}}=0$ источники шума статистически независимы и суммирование их действия ведется по квадратичному закону. Например, при параллельном соединении двух сопротивлений (рис. 2.29)

Рис. 2.29. К определению результирующего напряжения шума при параллельном соединении сопротивлений R_1 и R_2



квадрат напряжения шума, создаваемого сопротивлением R_1 , равен квадрату ЭДС $E_{\text{ш}R1}^2 = 4kTR_1\Delta f$, умноженному на коэффициент передачи напряжения $[R_2/(R_1+R_2)]^2$; аналогично определяется составляющая напряжения шума, создаваемого сопротивлением R_2 . Сумма квадратов этих составляющих:

$$U_{\text{ш}R}^2 = 4kTR_1\Delta f \left(\frac{R_2}{R_1+R_2} \right)^2 + 4kTR_2\Delta f \left(\frac{R_1}{R_1+R_2} \right)^2 = 4kT \frac{R_1 R_2}{R_1+R_2} \Delta f.$$

Этот же результат может быть получен и по формуле (2.68), так как $R_1R_2/(R_1+R_2)$ представляет собой результат параллельного соединения сопротивлений R_1 и R_2 .

При $k_{\text{кор}}=1$ или $k_{\text{кор}}=-1$ составляющие шума оказываются полностью коррелированными и их суммирование ведется по линейному закону. В общем случае шумовые составляющие оказываются частично коррелированными ($0 < |k_{\text{кор}}| < 1$). Каждая из них содержит долю, находящуюся в 100%-ной связи с другой составляющей, оставшиеся доли составляющих шума — некоррелированы. Так, при наличии двух составляющих E_1 и E_2 , характеризующих коэффициентом корреляции $k_{\text{кор}}$,

$$E^2 = k_{\text{кор}} (E_1 + E_2)^2 + (1 - k_{\text{кор}}) (E_1^2 + E_2^2) = E_1^2 + 2k_{\text{кор}} E_1 E_2 + E_2^2.$$

Найденный результат совпадает с (2.70). Следует отметить, что коэффициент корреляции может представлять собой комплексную величину, при которой суммирование составляющих становится еще более затруднительным. Поэтому при анализе сложных шумящих цепей рекомендуется их представлять такими эквивалентными схемами, которые содержат только статистически несвязанные источники шума.

Распространенной мерой оценки влияния флуктуационных помех является коэффициент шума $F_{\text{ш}}$ — отношение мощности суммарного шума (шума от всех возможных его источников) на вы-

ходе усилителя к мощности теплового шума, создаваемого на выходе источником сигнала:

$$F_{\text{ш}} = P_{2\text{ш}\Sigma} / P_{2\text{ш}1}, \quad (2.71)$$

где

$$P_{2\text{ш}1} = K_E^2 4kTR_1 \Delta f / R_2, \quad (2.72)$$

$K_E = U_2 / E_1$ — сквозной коэффициент усиления; R_1 и R_2 — сопротивления источника сигнала и нагрузки (рис. 1.2).

Коэффициент шума нередко выражают в децибелах, используя соотношение

$$N_{\text{ш}} = 10 \lg F_{\text{ш}}. \quad (2.73)$$

Коэффициент шума зависит от частоты и сопротивления источника сигнала, достигая минимума при определенном значении $R_r = R_{r \text{ opt}}$.

Другим показателем, выражающим степень влияния помех, является отношение номинального напряжения сигнала к напряжению помехи на выходе

$$a_2 = U_2 / U_{2\text{ш}\Sigma}, \quad (2.74)$$

которое оказывается наибольшим при минимальном коэффициенте шума. В этом несложно убедиться, если принять во внимание, что $U_2 = K_E U_1$, а $U_{2\text{ш}\Sigma} = K_E \sqrt{4kTR_1 \Delta f F_{\text{ш}}}$.

Коэффициент шума является одним из параметров транзистора; его значение приводится в справочниках для комнатной температуры (25°C) и определенного значения R_r (обычно принимаемого равным 600 Ом для биполярного транзистора и 1 МОм для полевого на частотах от 1 кГц до сотен мегагерц при определенном постоянном токе). Для снижения уровня шума и повышения отношения сигнал-шум следует выбирать для первого каскада усилителя малозумящие транзисторы (например, типа КТ371 и КТ382) и особенно полевые, у которых коэффициент шума значительно меньше. Важно также не допускать перегрева транзистора. Применительно к определенному шуму транзистора для уменьшения коэффициента шума напряжение питания (коллекторное, истокное) не должно превышать нескольких вольт при небольшом — не выше 1 ... 3 мА на потребляемом токе, кроме того, следует обеспечить согласование по отношению сигнал-шум, достигаемое при $R_r = R_{r \text{ opt}}$. Практически для реализации этого условия можно между источником сигнала и входной цепью усилительного элемента первого каскада включить трансформатор.

Для оценки флуктуационных помех используются также напряжение шума на входе усилителя $U_{1\text{ш}} = U_{2\text{ш}} / K$, относящееся к заданной узкой полосе частот и определяемое путем деления $U_{1\text{ш}}$ на квадратный корень из Δf , обычно принимаемой 1 Гц, иногда 1 кГц. Так, у ИМС типа К140УД1А/Б напряжение шума составляет 1,3 мкВ / $\sqrt{1 \text{ кГц}}$, или 41 нВ / $\sqrt{1 \text{ Гц}}$. Оба этих показателя

несложно выразить через коэффициент шума, сопротивление источника сигнала и коэффициент усиления.

Если в (2.72) перенести R_2 в левую часть равенства, то она окажется квадратом ЭДС шума на выходе, создаваемого сопротивлением источника сигнала, $U_{2ш1}^2 = K_E^2 4kTR_1 \Delta f$. В F раз большим является квадрат суммарного напряжения шума $U_{2ш\Sigma}^2 = F_{ш} K_E^2 4kTR_1 \Delta f$, откуда следует, что на выходе усилителя (без учета шума со стороны R_1) $U_{2ш1}^2 = U_{2ш\Sigma}^2 / F = (F_{ш} - 1) K_E^2 4kTR_1 \Delta f$. Разделив правую часть этого равенства на K^2 и извлекая из нее корень квадратный, находим напряжение шума на входе усилителя

$$U_{шA} = K_E \sqrt{(F_{ш} - 1) 4kTR_1 \Delta f} / K. \quad (2.75)$$

По существующим нормам уровень шума должен быть ниже номинального по крайней мере на 60 ... 65 дБ, а у отдельных моделей на 100 дБ.

2.9.4. ДРЕЙФ

Дрейф — это разновидность внутренней помехи, характеризующаяся составляющими весьма малых частот, в пределе приближающихся к нулю. Помимо беспорядочного отклонения выходного напряжения нередко наблюдается и однонаправленность его изменения. К дрейфу наиболее чувствительны УПТ.

Причинами возникновения дрейфа являются колебания температуры и напряжений источников питания, а также старение усилительных элементов (особенно электронных ламп) и эффект мерцания.

Изменение температуры заметно влияет на исходный режим работы, главным образом транзисторов, а у ламп сильный дрейф создает колебание напряжения накала, приводящее к смещению характеристики прямой передачи $i_A = f(u_c)$ на 0,1 В при $\Delta U_f / U_f = 0,1$.

За счет флуктуации токов утечки в поверхностных слоях полупроводников и нерегулярности генерационных и рекомбинационных процессов образуются составляющие шума, уровень которых при $f < 0,2 \dots 1$ кГц возрастает при $f \rightarrow 0$, что вызывает изменение коэффициента шума по закону $F_{ш} \approx a/f$, где $a = \text{const}$. У ламп эффект мерцания вызван медленным изменением состояния рабочей поверхности катода.

Наиболее удобной оценкой влияния дрейфа является его уровень, отнесенный ко входу — эквивалентное напряжение, создающее такое же изменение напряжения (тока) в рассматриваемом сечении схемы усилителя, какое фактически вызывается рассматриваемой помехой.

Для снижения уровня дрейфа по крайней мере первый каскад усиления постоянного тока выполняется по дифференциальной схеме (рис. 2.30), которая представляет собой симметрично выполненный мост, содержащий два резистора $R_{к1}$, $R_{к2}$ и два однотипных транзистора V_1 , V_2 . При изменении (например, повыше-

нии) температуры увеличиваются токи обоих транзисторов, но при этом вследствие попарной симметрии плеч сохраняется баланс моста и между точками 3—4 теоретически не должно появляться на-

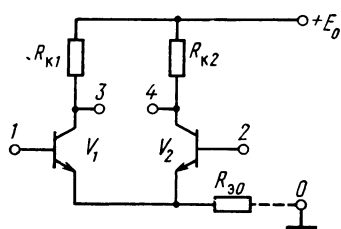


Рис. 2.30. Схема дифференциального каскада

пряжение, т. е. отсутствует дрейф. Фактически существует некоторый разброс параметров транзисторов и резисторов, что не позволяет полностью избавиться от дрейфа. При несимметричном построении каскада (т. е. при отсутствии второго плеча V_2 и R_{k2}) дрейф, отнесенный по входу, близок к 2,2 мВ/°С; переход к дифференциальной схеме позволяет уменьшить уровень дрейфа в сотни и тысячи раз.

2.10. ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН

Динамический диапазон сигнала D_c представляет собой превышение в децибелах максимального (т. е. номинального) уровня сигнала над минимальным. Поясним суть этого понятия на примере акустического сигнала. Если интенсивность звуковых колебаний выразить амплитудным значением звукового давления p_m , то

$$D_c = 20 \lg (p_{m \max} / p_{m \min}),$$

где $p_{m \max}$ — максимальное значение звукового давления при фортиссимо, а $p_{m \min}$ — минимальное при пианиссимо¹⁾. Наибольший динамический диапазон присущ симфоническому оркестру $D_c = 65$ дБ; динамический диапазон речи диктора 25 ... 35 дБ.

Динамический диапазон усилителя представляет собой отношение (в децибелах) номинального напряжения сигнала на выходе усилителя U_2 к его минимальному значению $U_{2 \min}$, еще различимому при помехах, создаваемых самим усилителем: $D_y = 20 \lg (U_2 / U_{2 \min})$. В усилителе верхний предел напряжения на выходе ограничивается заданной нормой нелинейных искажений, нижний — уровнем внутренних помех. В электроакустических установках наиболее низкий уровень выходного напряжения должен быть по крайней мере на 6 ... 10 дБ выше уровня помех, иначе слабые звуки будут слышны неотчетливо или вовсе не будут заметны. Следовательно, динамический диапазон усиления должен быть не меньше динамического диапазона сигнала. Если это соотношение не выдерживается (в частности, из-за высокого уровня помех), динамический диапазон сжимают, регулируя усиление вручную или автоматически. При этом несколько ухудшается качество звукового воспроизведения, но не в такой степени, как при перегрузке усилителя или заглушении наиболее слабых звуков помехами.

¹⁾ Здесь имеются в виду такие максимальное и минимальное значения сигнала, вероятность выхода за пределы которых не превышает 2%.

Собственные помехи свойственны источникам сигналов для УЗЧ. Так, угольный микрофон телефонного аппарата не позволяет получить сигнал с динамическим диапазоном свыше 30 ... 40 дБ, электрофон — не свыше 40 ... 50 дБ, высококачественные студийные микрофоны и магнитофоны способны пропускать сигнал с динамическим диапазоном более 60 ... 70 дБ.

Глава 3

ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И ЕЕ ВЛИЯНИЕ НА ПАРАМЕТРЫ УСИЛИТЕЛЬНОГО УСТРОЙСТВА



3.1. ВИДЫ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Обратной называется связь, при которой происходит передача сигнала (напряжения, тока) из выходной цепи усилителя во входную (рис. 3.1). В усилительных устройствах обратная связь (ОС) используется для уменьшения искажений и повышения стабильности усиления и режима работы усилительных элементов. Как видно из рис. 3.1, в узле 1 складываются сигналы (напряжения и токи), поступающие от источника сигнала и с выхода усилителя. Если фазы этих сигналов совпадают, то общая их амплитуда возрастает по сравнению с амплитудой входного сигнала как в узле 1, так и в узле 2 — в этом проявляется влияние *положительной* ОС. При противоположной фазе поступающего с выхода на вход сигнала имеет место *отрицательная* ОС, вносящая ослабление. В современных усилительных устройствах, как правило, используется этот вид ОС¹⁾.

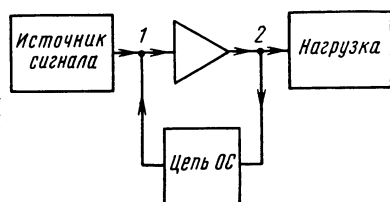


Рис. 3.1. Общая схема усилительного устройства с обратной связью

Обратную связь принято называть *частотно-независимой*, если сопротивление или коэффициент передачи напряжения (тока) цепи ОС не зависит от частоты, в отличие от *частотно-зависимой* ОС, не обладающей этим свойством.

Если цепь (элемент) ОС является неотъемлемой частью усилителя (усилительного элемента), то такая ОС называется *внутренней*. Вместе с тем отмечают *местную* ОС (МОС) от *общей*. Под первой понимают ОС, охватывающую один каскад усилителя, а под второй — ОС, охватывающую весь усилитель или несколько каскадов.

¹⁾ В дальнейшем под словами «обратная связь» будем подразумевать отрицательную обратную связь. Положительная обратная связь будет оговариваться.

Простейшие эквивалентные схемы устройства с ОС удобно представить в виде двух соединенных четырехполюсников, один из которых является активным, поскольку содержит зависимый источник (рис. 2.1), ток или напряжение которого передается на вход усилителя. В зависимости от способа их соединения различают четыре вида ОС.

3.1.1. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ПО ВХОДУ И ВЫХОДУ ОС

Действие ОС этого вида (рис. 3.2) зависит от параметров входной (Y_1, Z_1) и выходной (Y_2, Z_2) нагрузок и не проявляется при возбуждении устройства от источника сигнала с бесконечно большой проводимостью ($Y_1 = \infty, Z_1 = 0$), т. е. в режиме короткого замыкания как на входе, так и на выходе ($Y_2 = \infty, Z_2 = 0$). Поскольку одним из непременных условий передачи сигнала с выхода на вход является неравенство нулю выходного напряжения, то такой вид ОС принято называть параллельной по напряжению.

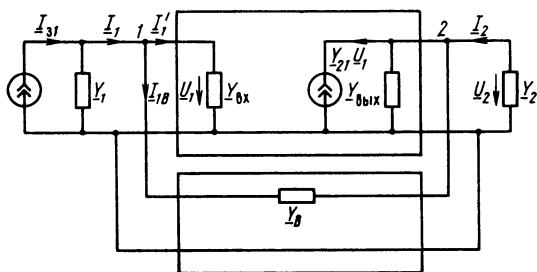


Рис. 3.2. Эквивалентная схема устройства с параллельной ОС по напряжению

С точки зрения изменения или сохранения полярности усиливаемого сигнала различают два вида усилителей: инвертирующий и неинвертирующий. *Инвертирующий* усилитель изменяет фазу гармонического сигнала на 180° или полярность импульсного сигнала на противоположную. Усилитель электрических сигналов, предназначенный для выполнения различных операций над аналоговыми величинами, т. е. непрерывно изменяющимися напряжением или током, называется *операционным ОУ*. Он состоит из каскадов усиления постоянного тока, охваченных ОС (рис. 3.3, а), причем проводимости $1/R_1$, $1/R_2$, $1/R_B$ являются параметрами входной и выходной нагрузок, а также элемента ОС. В схеме на биполярном транзисторе (рис. 3.3, б) присутствует разделительный конденсатор C_1 , который следует считать (наряду с R_1) элементом источника сигнала, поэтому $Y_1 = 1/(R_1 + 1/j\omega C_1)$. Несложно установить, что при $R_1 = 0$, $1/\omega C_1 = 0$, а также при $R_2 = 0$ обратная связь не действует. Кроме того, характерным признаком ОС по напряжению является наличие узлов 1 и 2. При показанной полярности входного напряжения u_1 происходит увеличение токов базы, коллектора и эмиттера, переменные составляющие которых i_b , i_k , i_z имеют то же направление, что и постоянные токи I_B , I_K , I_E . На-

правление тока i_k определяет полярность выходного напряжения u_2 и направление потребляемого цепью ОС тока i_{1B} , которое отвечает отрицательной ОС. Действительно, из соотношения $i_1 = i'_1 + i_{1B}$ следует, что при $1/\omega C_1 \ll R_1$ входное напряжение $u_1 = e_1 - R_1(i_1 + i_{1B})$ понижается за счет появления тока i_{1B} , что характер-

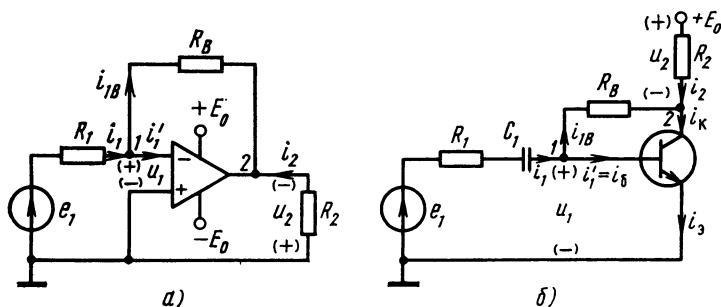


Рис. 3.3. Схемы каскада усиления с параллельной ОС по напряжению

Знаки (+) и (–) означают полярность мгновенного напряжения; в графическом изображении усилителя знаком — маркируется инвертирующий вход, знаком + неинвертирующий

но для отрицательной ОС. Вместе с тем несложно установить, что для получения отрицательной ОС в рассматриваемой схеме требуется инвертирующий усилитель.

3.1.2. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ПО ВХОДУ И ВЫХОДУ ОС

Цепь такой ОС (рис. 3.4) обычно содержит резистор или комбинацию из резистора и конденсатора. На схеме $Z_{вх}$ — входное сопротивление усилителя без ОС, U_{1B} — напряжение ОС, поступающее с выхода на вход. В режиме холостого хода на входе ($Z_1 = \infty$) сигнал не передается с выхода на вход и, следовательно, ОС не имеет места, как в режиме холостого хода на выходе ($Z_2 = \infty$), когда отсутствует выходной ток. Следовательно, необходимым условием ОС является существование выходного тока, отсюда и название «ОС по току».

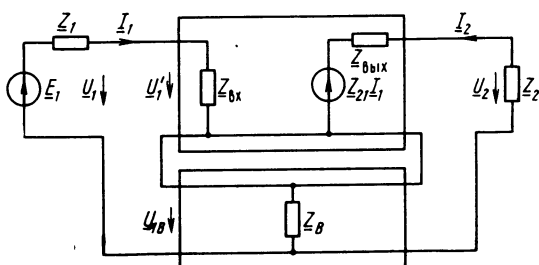


Рис. 3.4. Эквивалентная схема устройства с последовательной ОС по току

В простейшем случае для реализации такой ОС достаточно однокаскадный инвертирующий усилитель (рис. 3.5): элементы цепи питания базы (смещения) — делитель напряжения R_{61} , R_{62} и конденсатор C_1 — следует отнести к источнику сигнала, полное сопротивление которого

$$Z_1 = 1/[1/R_{61} + 1/R_{62} + 1/(R_1 + 1/j\omega C_1)]. \quad (3.1)$$

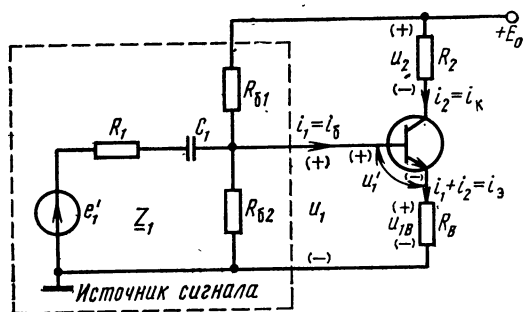


Рис. 3.5. Схема однокаскадного усилителя с последовательной ОС по току

В рассматриваемой схеме ОС отрицательная потому, что напряжение, приложенное ко входу усилителя, т. е. к промежуточной базе — эмиттер, меньше напряжения, поступающего от источника сигнала $u'_1 = u_1 - u_{1B}$.

Признаком последовательной ОС является отсутствие узла во входной цепи, а связи по току — то, что при коротком замыкании на выходе ($Z_2 = R_2 = 0$) передача сигнала с выхода на вход не прекращается.

3.1.3. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ПО ВХОДУ И ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ПО ВЫХОДУ ОС

Данная схема (рис. 3.6) является гибридной. Очевидно, что у нее ОС не действует в режимах холостого хода на входе ($Z_1 = \infty$) и короткого замыкания на выходе ($Y_2 = \infty$). Такая цепь ОС обычно представляет собой делитель напряжения, плечи которого

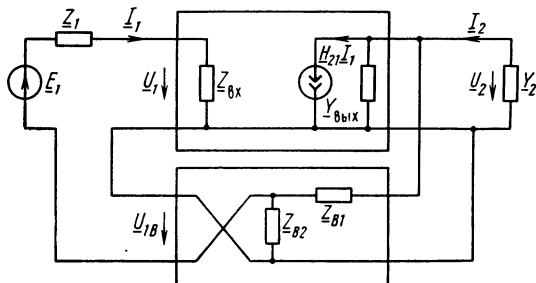


Рис. 3.6. Эквивалентная схема устройства с последовательной ОС по напряжению

Z_{B1} , Z_{B2} содержат резисторы или комбинации из резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности.

На рис. 3.7, а первый каскад ОУ выполнен по схеме на рис. 2.30. Если на вход 1 этого каскада подается напряжение от источника сигнала, то на вход 2 через цепи ОС — напряжение с выхода устройства. Таким образом, сигнал ОС U_{1B} , снятый с эмиттера тран-

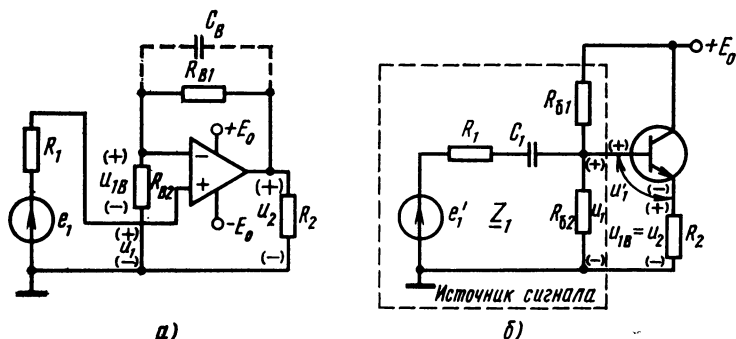


Рис. 3.7. Схемы устройств с последовательной ОС по напряжению

зистора V_2 (рис. 2.30), поступает на эмиттер транзистора V_1 , что соответствует последовательной ОС, цепь которой завершается транзистором V_2 . Для дальнейшего усиления оба сигнала вместе снимаются с точек 3—4 или 3—0. Особенностью схемы на рис. 3.7, б является то, что напряжение ОС и напряжение на выходе равны: $u_{1B} = u_2$. В ней отсутствует узел 1 (рис. 3.1), а это признак последовательной ОС. Сопротивление источника сигнала \underline{Z}_1 определяется через элементы связи и питания согласно выражению (3.1), $\underline{Z}_2 = R_2$, а элементы \underline{Z}_{B1} , \underline{Z}_{B2} отсутствуют.

3.1.4. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ПО ВХОДУ И ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ПО ВЫХОДУ ОС

В этом устройстве (рис. 3.8) цепь ОС в общем случае состоит из делителя тока \underline{Y}_{B1} , \underline{Y}_{B2} , в плечи которого включены комбинации из резисторов, конденсаторов и катушек индуктивности. Поскольку здесь ОС является параллельной, то она не действует в режиме

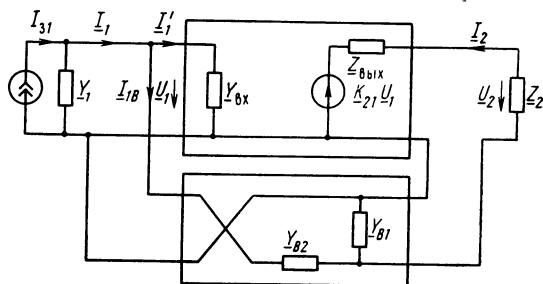


Рис. 3.8. Эквивалентная схема устройства с параллельной ОС по току

короткого замыкания на входе ($Y_1 = \infty$), как и ОС по току в режиме холостого входа на выходе ($Z_2 = \infty$, $Y_2 = 0$).

В схеме на рис. 3.9 напряжение смещения подается на базу через делитель напряжения R_{61} , R_{62} , для устранения дополнительной (местной) ОС, снижающей коэффициент усиления, используется блокировочный конденсатор $C_{6л}$ с достаточно большой емкостью. Для пропускания постоянного эмиттерного тока предназначен резистор (элемент связи) R_3 . Это устройство работает так, что переменная составляющая тока коллектора $i_k = i_2$, вызванная напряжением сигнала u_1 , проходит через источник сигнала в составе эмиттерного тока $i_3 = i_6 + i_k = i_1$, т. е. возвращается на вход. Комплексное сопротивление источника сигнала здесь

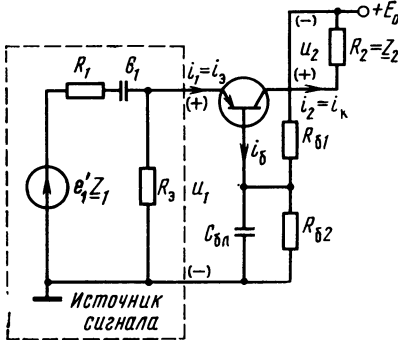


Рис. 3.9. Схема однокаскадного усилителя с параллельной ОС по току

$$\underline{Z}_1 = \frac{(R_1 + 1/j\omega C_1) R_3}{R_1 + 1/j\omega C_1 + R_3}.$$

3.2. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА КОЭФФИЦИЕНТ УСИЛЕНИЯ

Одним из важнейших параметров устройства с ОС является *глубина обратной связи* — отношение сквозных коэффициентов усиления при отключенной ОС $K_E = U_2/E_1$ и действующей ОС K_{EF} :

$$F = K_E / K_{EF}. \quad (3.2)$$

Если без ОС выходное напряжение $U_2 = K_E E_1$, то при отрицательной ОС

$$U_2 = K_E E_1 - BK_E U_2, \quad (3.3)$$

где $B U_2 = U_{1B}$ (рис. 3.6). При $|\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{BX}| \gg \underline{Z}_{B2}$ ток, потребляемый цепью ОС, равен $I_{2B} = U_2 / (\underline{Z}_{B1} + \underline{Z}_{B2})$, откуда следует, что $\underline{U}_{1B} \approx \underline{Z}_{B2} I_{2B} = \underline{Z}_{B2} U_2 / (\underline{Z}_{B1} + \underline{Z}_{B2})$, поэтому коэффициент передачи напряжения цепи ОС

$$B = U_{1B} / U_2 \approx \underline{Z}_{B2} / |\underline{Z}_{B1} + \underline{Z}_{B2}|. \quad (3.4)$$

Из (3.3) следует, что

$$K_{EF} = U_2 / E_1 = K_E / (1 + BK_E) = K_E / F; \quad (3.5)$$

$$F = 1 + BK_E. \quad (3.6)$$

При выводе соотношений (3.5) и (3.6) было принято, что напряжение $B U_2$, переданное с выхода на вход, противофазно ЭДС сигнала E_1 , т. е. $\varphi(B U_2, E_1) = 180^\circ$, что соответствует отрицательной ОС, при которой $F > 1$.

В общем случае для любой ОС можно записать в комплексной форме

$$\underline{K}_{EF} = \underline{U}_2 / \underline{E}_1 = \underline{K}_E / (1 - \underline{B}\underline{K}_E), \quad (3.7)$$

$$\underline{F} = 1 - \underline{B}\underline{K}_E. \quad (3.8)$$

Действительно (см., например, рис. 3.6),

$$\underline{I}_1 = \frac{\underline{E}_1 + \underline{B}\underline{U}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{BX}} \quad \text{и} \quad \underline{U}_2 = - \frac{\underline{H}_{21} \underline{I}_1}{\underline{Y}_{ВЫХ} + \underline{Y}_2}.$$

Исключая в двух последних уравнениях \underline{I}_1 , приходим к соотношению

$$\underline{K}_{EF} = - \frac{\underline{H}_{21}}{(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{BX})(\underline{Y}_{ВЫХ} + \underline{Y}_2)[1 + \underline{B}\underline{H}_{21}/(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{BX})(\underline{Y}_{ВЫХ} + \underline{Y}_2)]}.$$

При $\underline{B} = 0$ сквозной коэффициент усиления при отсутствии ОС

$$\underline{K}_E = - \underline{H}_{21} / (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{BX})(\underline{Y}_{ВЫХ} + \underline{Y}_2),$$

откуда следует, что

$$\underline{K}_{EF} = \underline{K}_E / (1 - \underline{B}\underline{K}_E) = \underline{K}_E / \underline{F},$$

где $\underline{F} = 1 - \underline{B}\underline{K}_E$.

Как видно, например, из рис. 3.6, усилитель и цепь ОС составляют замкнутое кольцо, которое принято называть *петлей обратной связи*. Петля ОС может находиться в двух состояниях — замкнутом и разомкнутом. Количественной оценкой ОС помимо глубины F является коэффициент усиления вдоль разомкнутой петли ОС, который назовем *коэффициентом петлевого усиления* и обозначим через $\underline{K}_п$.

Наряду с коэффициентом петлевого усиления используется *возвратное отношение*

$$\underline{T} = -\underline{K}_п, \quad (3.9)$$

при этом глубина ОС

$$\underline{F} = 1 + \underline{T} = 1 - \underline{K}_п. \quad (3.10)$$

Тогда выражение (3.7) удобно представить в виде

$$\underline{K}_{EF} = \underline{U}_2 / \underline{E}_1 = \underline{K}_E / (1 + \underline{T}). \quad (3.11)$$

Для определения возвратного отношения воспользуемся схемой на рис. 3.10, для которой примем ЭДС источника сигнала $\underline{E}_1 = 0$. При этом

$$\underline{T} = - \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}'_2} = - \frac{\underline{U}_{1B}}{\underline{U}'_2} \frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_{1B}} \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1}. \quad (3.12)$$

Допустим, что $|\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{BX}| \gg \underline{Z}_{B2}$ (как это часто бывает), и тогда

$$\underline{U}_{1B} / \underline{U}'_2 = \underline{B} = \underline{Z}_{B2} / (\underline{Z}_{B1} + \underline{Z}_{B2}). \quad (3.13)$$

Далее из рис. 3.10 находим

$$\frac{\underline{U}_1}{\underline{U}_{1B}} = \frac{\underline{Z}_{BX}}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{BX}}; \quad \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_1} = \underline{K} = - \frac{\underline{Y}_{21}}{\underline{Y}_{ВЫХ} + \underline{Y}_2}. \quad (3.14)$$

Знак минус отображает различие направлений тока $\underline{Y}_{21}\underline{U}_1$ и напряжения \underline{U}_2 .

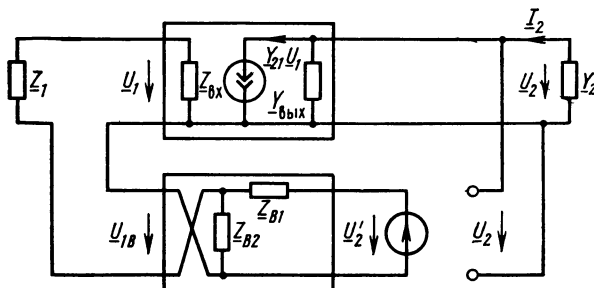


Рис. 3.10. Эквивалентная схема, используемая для определения коэффициента петлевого усиления

Подставляя в (3.12) найденные значения коэффициентов передачи напряжения, получаем

$$\underline{T} = \frac{\underline{Z}_{B2} \underline{Z}_{BX} \underline{Y}_{21}}{(\underline{Z}_{B1} + \underline{Z}_{B2})(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{BX})(\underline{Y}_{ВЫХ} + \underline{Y}_2)}. \quad (3.15)$$

Так как в (3.15) $\underline{Z}_{BX} \underline{Y}_{21} / (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{BX})(\underline{Y}_{ВЫХ} + \underline{Y}_2)$ представляет собой сквозной коэффициент усиления \underline{K}_E , а $\underline{Z}_{B2}(\underline{Z}_{B1} + \underline{Z}_{B2}) = \underline{B}$, то

$$\underline{T} = -\underline{K}_\Pi = -\underline{B} \underline{K}_E. \quad (3.16)$$

При этом общее выражение (3.8) принимает вид

$$\underline{F} = 1 - \underline{B} \underline{K}_E = 1 + \underline{T}. \quad (3.17)$$

Таким же образом исследуются другие схемы усилительных устройств с ОС. Так, при параллельной ОС по напряжению (рис. 3.2)

$$\underline{K}_E = -\underline{Y}_1 \underline{Y}_{21} / (\underline{Y}_1 + \underline{Y}_{ВХ})(\underline{Y}_{ВЫХ} + \underline{Y}_2); \quad (3.18)$$

$$\underline{B} = \underline{Y}_B / \underline{Y}_1; \quad (3.19)$$

$$\underline{T} = \underline{Y}_B \underline{Y}_{21} / (\underline{Y}_1 + \underline{Y}_{ВХ})(\underline{Y}_{ВЫХ} + \underline{Y}_2). \quad (3.20)$$

При последовательной ОС по току (рис. 3.4)

$$\underline{K}_E = \underline{Z}_{21} \underline{Z}_2 / (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{ВХ})(\underline{Z}_{ВЫХ} + \underline{Z}_2); \quad (3.21)$$

$$\underline{B} = \underline{Z}_B / \underline{Z}_2;$$

$$\underline{T} = -\underline{Z}_B \underline{Z}_{21} / (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{ВХ})(\underline{Z}_{ВЫХ} + \underline{Z}_2), \quad (3.22)$$

где

$$\underline{Z}_{21} = -\underline{Z}_{ВЫХ} \underline{H}_{21} = -\underline{Z}_{ВХ} \underline{Z}_{ВЫХ} \underline{Y}_{21}. \quad (3.23)$$

При параллельной ОС по току (рис. 3.8)

$$\underline{K}_E = \underline{Y}_1 \underline{K}_{21} \underline{Z}_2 / (\underline{Y}_1 + \underline{Y}_{\text{вх}}) (\underline{Z}_{\text{вых}} + \underline{Z}_2); \quad (3.24)$$

$$\underline{B} = -\underline{Y}_{B2} / \underline{Y}_1 \underline{Z}_2 (\underline{Y}_{B1} + \underline{Y}_{B2});$$

$$\underline{T} = -\underline{Y}_{B2} \underline{K}_{21} / (\underline{Y}_{B1} + \underline{Y}_{B2}) (\underline{Y}_1 + \underline{Y}_{\text{вх}}) (\underline{Z}_{\text{вых}} + \underline{Z}_2), \quad (3.25)$$

где

$$\underline{K}_{21} = -\underline{Y}_{\text{вх}} \underline{Z}_{\text{вых}} \underline{H}_{21} = -\underline{Z}_{\text{вых}} \underline{Y}_{21}. \quad (3.26)$$

Приведенные выражения для \underline{T} и \underline{B} являются приближенными. Более точные соотношения могут быть получены на основе использования матричного метода объединения четырехполюсников — усилителя и цепи ОС [4] или представления коэффициента петлевого усиления $\underline{K}_\Pi = -\underline{T}$ как отношения напряжения \underline{U}'_1 (или тока \underline{I}'_1), создаваемого на входе усилителя только зависимым источником (см., например, рис. 3.6), к первоначально приложенному ко входу напряжению \underline{U}_1 (или току \underline{I}_1). Так, анализ, проведенный по этому методу, показывает, что

$$\underline{T} = -\underline{K}_\Pi = \frac{\underline{H}_{21} \underline{Z}_{B2}}{[(\underline{Z}_{B1} + \underline{Z}_{B2})(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{\text{вх}}) + \underline{Z}_{B1} \underline{Z}_{B2}](\underline{Y}_{\text{вых}} + \underline{Y}_2) + \underline{Z}_1 + \underline{Z}_{B2} + \underline{Z}_{\text{вх}}}. \quad (3.27)$$

Возвратное отношение — величина комплексная, характеризующая модулем T и аргументом φ_T , называемым *фазой обратной связи*

$$\varphi_T = \arg \underline{T} = \varphi_E + \varphi_B \pm 180^\circ, \quad (3.28)$$

где φ_E и φ_B — аргументы комплексных коэффициентов передач \underline{K}_E и \underline{B} .

В заключение рассмотрим, при каких условиях ОС оказывается нейтральной, т. е. не изменяющей коэффициент усиления ($F=1$, $K_{EF}=K_E$), положительной ($F<1$, $K_{EF}>K_E$) и отрицательной ($F>1$, $K_{EF}<K_E$). Используя (3.10) и (3.28), выразим модуль F через T и φ_T :

$$F = |1 + T e^{j\varphi_T}| = \sqrt{1 + 2T \cos \varphi_T + T^2}. \quad (3.29)$$

Полагая $F=1$, получаем уравнение

$$T = -2 \cos \varphi_T, \quad (3.30)$$

которое в полярных координатах имеет вид окружности с единичным радиусом (рис. 3.11). Любой вектор, проведенный из начала координат, конец которого лежит на окружности, относится к нейтральной ОС (1), влияющей лишь на фазу выходного напряжения. При $F<1$ ОС оказывается положительной, для которой возвратное отношение $T < -2 \cos \varphi_T$, т. е. вектор его находится внутри рассматриваемой окружности, не соприкасаясь с ней (2 и 3). Это озна-

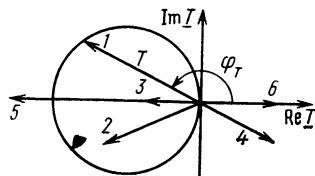


Рис. 3.11. Расположение вектора T при различном характере ОС

чает, что внутри окружности находится область положительной ОС, ибо в ней $T > -2 \cos \varphi_T$. Если вектор оканчивается вне круга (4, 5, 6), то ОС оказывается отрицательной.

Среди векторов возвратного отношения следует выделить расположенные на оси $\text{Re } T$. При этом любой вектор, лежащий на левой полуоси, т. е. при $\varphi_T = 180^\circ$, длиной $T < 1$ соответствует положительной ОС с вещественным возвратным отношением. Если же при $\varphi_T = 180^\circ$ $T \geq 1$, то, за исключением особых условий работы, усилитель с ОС неустойчив, т. е. он самовозбуждается, превращаясь в генератор. Вектор, расположенный на правой полуоси (6), где $\varphi_T = 0$, соответствует отрицательной ОС с вещественным возвратным отношением.

Поскольку φ_T зависит от f , вполне возможно, что вид ОС меняется при изменении частоты от 0 до ∞ и не один раз, в зависимости от числа нулей и полюсов передаточной функции $T(p)$. Тот вид ОС, который имеет место вблизи частоты f_0 (рис. 2.17), является определяющим для всего усилителя. Если при $f \approx f_0$ $\varphi_T = 0$, то усилитель обладает отрицательной ОС, хотя на других частотах, обычно (но не обязательно) выходящих за полосу пропускания, ОС может быть положительной.

В общем случае коэффициент усиления усилителя зависит от многих факторов и в рабочих условиях не остается постоянным. К дестабилизирующим факторам относятся изменения напряжений питания, разброс параметров усилительных элементов, колебания температуры окружающей среды (особенно сказывается на параметрах транзисторов), старение ламп и в меньшей степени транзисторов. Кроме того, коэффициент усиления зависит от сопротивления нагрузок на входе и выходе и от частоты.

В определенных условиях работы требуется получение высокой степени постоянства усиления (что особенно важно для измерительных усилителей, а также усилителей для магистральной связи, число которых на всей трассе может достигать до нескольких тысяч). Наиболее эффективным средством достижения стабильного усиления является применение глубокой ОС. В § 3.2 было показано, что при $\varphi_T = 0$

$$K_{EF} = K_E / (1 + BK_E). \quad (3.31)$$

Из (3.31) видно, что при $B = \text{const}$ относительное отклонение коэффициента усиления устройства $\Delta K_{EF} / K_{EF}$ получается меньше, чем у самого усилителя $\Delta K_E / K_E$. Реализуемый при этом выигрыш

$$\frac{dK_{EF}}{dK_E} = \frac{1 + BK_E - BK_E}{(1 + BK_E)^2} = \frac{1}{(1 + BK_E)^2}. \quad (3.32)$$

Используя (3.31) и (3.32), находим

$$\frac{dK_{EF}}{K_{EF}} = \frac{dK_E}{K_E} \bigg/ (1 + BK_E) = \frac{dK_E}{K_{EF}}. \quad (3.33)$$

Таким образом, относительное изменение коэффициента усилителя устройства с ОС меньше, чем у усилителя без ОС, в число

раз, равное глубине ОС. При очень глубокой ОС ($F=1+BK_E \gg 1$) $K_{EF} \approx 1/B$. Было принято $B=\text{const}$. Фактически B не зависит от параметров усилителя, но, как видно из (3.19), (3.21) и (3.24), может зависеть от сопротивления нагрузок на входе и выходе.

3.3. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ВХОДНЫЕ И ВЫХОДНЫЕ ПРОВОДИМОСТИ (СОПРОТИВЛЕНИЯ)

3.3.1. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ОС ПО НАПРЯЖЕНИЮ

Сначала рассмотрим влияние ОС на входную проводимость с физической точки зрения. Часть тока, поступающего от источника сигнала, (ток i_{1B} на рис. 3.3) потребляется цепью ОС, за счет этого ток i_1 , получаемый от источника сигнала, возрастает. Следовательно, при параллельной ОС входная проводимость увеличивается, а входное сопротивление уменьшается.

Эквивалентная схема на рис. 3.2 позволяет выразить входную проводимость через параметры устройства; так как входной ток $I_1 = I'_1 + I_{1B} = Y_{\text{вх}} U_1 + Y_B (U_1 - U_2)$, то

$$Y_{\text{вх} F} = I_1 / U_1 = Y_{\text{вх}} [1 + Y_B (1 - K) / Y_{\text{вх}}], \quad (3.34)$$

где при $Y_B \ll Y_2$

$$K = K_F = - \frac{Y_{21} U_1}{(Y_{\text{вых}} + Y_2) U_1} = - \frac{Y_{21}}{Y_{\text{вых}} + Y_2}. \quad (3.35)$$

(Если проводимостью Y_B нельзя пренебречь по сравнению с Y_2 , то в (3.35) сумма $Y_{\text{вых}} + Y_2$ дополняется слагаемым Y_B .)

Подставляя (3.35) в (3.34), находим

$$Y_{\text{вх} F} = Y_{\text{вх}} \left[1 + \frac{Y_B}{Y_{\text{вх}}} + \frac{Y_B Y_{21}}{Y_{\text{вх}} (Y_{\text{вых}} + Y_2)} \right]. \quad (3.36)$$

Если $Y_B \ll Y_{\text{вх}}$, то

$$Y_{\text{вх} F} = Y_{\text{вх}} \left[1 + \frac{Y_B Y_{21}}{Y_{\text{вх}} (Y_{\text{вых}} + Y_2)} \right]. \quad (3.37)$$

Выражения (3.36) и (3.37) показывают, что при ОС (т. е. при $Y_{21} > 0$) входная проводимость $Y_{\text{вх} F}$ больше входной проводимости усилителя без ОС в число раз, равное глубине ОС, в режиме холостого хода на входе (при $Y_1 = 0$). В этом можно убедиться, приравняв Y_1 в (3.20) нулю:

$$(T)_{Y_1=0} = Y_B Y_{21} / Y_{\text{вх}} (Y_{\text{вых}} + Y_2),$$

а так как согласно (3.10) $F = 1 + T$, то

$$(F)_{Y_1=0} = F_{1x} = 1 + \frac{Y_B Y_{21}}{Y_{\text{вх}} (Y_{\text{вых}} + Y_2)}. \quad (3.38)$$

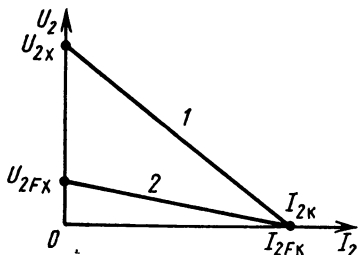
Таким образом, при параллельной ОС

$$Y_{\text{вх} F} = Y_{\text{вх}} |1 + T_{1x}| = Y_{\text{вх}} F_{1x}. \quad (3.39)$$

Рассмотрим влияние ОС по напряжению на выходную проводимость. Как известно, выходное (внутреннее) сопротивление электрического источника, равное отношению напряжения холостого хода к току короткого замыкания:

$$R_{\text{вых}} = U_{2x}/I_{2k} \quad (3.40)$$

не зависит от амплитуды сигнала (прямая 1 на рис. 3.12). Если ввести ОС по напряжению, то, поскольку ее действие в режиме короткого замыкания не проявляется, ток I_{2k} не изменится, в режиме же холостого хода напряжение уменьшится в число раз, равное глубине ОС, найденной для режима холостого хода по выходу (прямая 2): $U_{2Fx} = U_{2x}/F_{2x}$. Принимая во внимание равенство (3.40), получаем



$$R_{\text{вых} F} = \frac{U_{2Fx}}{I_{2Fk}} = \frac{U_{2x}}{F_{2x} I_{2k}} = \frac{R_{\text{вых}}}{F_{2x}}. \quad (3.41)$$

Рис. 3.12. Нагрузочные характеристики усилителя без ОС (1) и с ОС по напряжению (2) при $R_2 = \text{var}$.

Следовательно, при ОС по напряжению выходное сопротивление меньше выходного сопротивления усилителя без ОС в число раз, равное глубине ОС, найденной для режима холостого хода по выходу.

К такому же результату можно прийти аналитически, полагая, что в схеме на рис. 3.2 нагрузка \underline{Y}_2 заменяется источником напряжения \underline{U}_2 и $\underline{I}_{s1} = 0$. Тогда

$$\underline{I}_2 = \underline{Y}_{\text{вых}} \underline{U}_2 + \underline{Y}_B (\underline{U}_2 - \underline{U}_1) + \underline{Y}_{21} \underline{U}_1, \quad \text{где} \quad \underline{U}_1 = \underline{Y}_B \underline{U}_2 / (\underline{Y}_B + \underline{Y}_1 + \underline{Y}_{\text{вх}}),$$

отсюда

$$\underline{Y}_{\text{вых} F} = \frac{\underline{I}_2}{\underline{U}_2} = \underline{Y}_{\text{вых}} + \frac{\underline{Y}_B (\underline{Y}_1 + \underline{Y}_{\text{вх}})}{\underline{Y}_B + \underline{Y}_1 + \underline{Y}_{\text{вх}}} + \frac{\underline{Y}_B \underline{Y}_{21}}{\underline{Y}_B + \underline{Y}_1 + \underline{Y}_{\text{вх}}}. \quad (3.42)$$

Если пренебречь проводимостью \underline{Y}_B по сравнению с $|\underline{Y}_1 + \underline{Y}_{\text{вх}}|$ и с $\underline{Y}_B \underline{Y}_{21} / |\underline{Y}_B + \underline{Y}_1 + \underline{Y}_{\text{вх}}|$, что в ряде случаев допустимо, то

$$\underline{Y}_{\text{вых} F} = \underline{Y}_{\text{вых}} \left[1 + \frac{\underline{Y}_B \underline{Y}_{21}}{\underline{Y}_{\text{вых}} (\underline{Y}_1 + \underline{Y}_{\text{вх}})} \right]. \quad (3.43)$$

В (3.43) $\underline{Y}_B \underline{Y}_{21} / \underline{Y}_{\text{вых}} (\underline{Y}_1 + \underline{Y}_{\text{вх}})$, как видно из (3.20), представляет собой возвратное отношение для режима холостого хода по выходу ($\underline{Y}_2 = 0$), поэтому

$$\underline{Y}_{\text{вых} F} = \underline{Y}_{\text{вых}} |1 + T_{2x}| = \underline{Y}_{\text{вых}} F_{2x}, \quad (3.44)$$

что не противоречит равенству (3.41).

Влияние этой ОС на входное сопротивление рассмотрим на примере схемы на рис. 3.5. Входные сопротивления усилителя без ОС и с ОС связаны с напряжениями и током во входной цепи следующим образом:

$$R_{вх} = u'_1/i_1; \quad R_{вх F} = u_1/i_1 = (u'_1 + u_{1B})/i_1,$$

откуда видно, что $R_{вх F} > R_{вх}$. Исследование схемы на рис. 3.4 показывает, что если $Z_B \ll |Z_1 + Z_{вх}|$, то

$$I_2 = -\frac{Z_{21} I_1}{Z_{вых} + Z_2 + Z_B}; \quad U_{1B} = Z_B I_2, \quad U'_1 = Z_{вх} I_1,$$

при этом

$$Z_{вх F} = \frac{U'_1 + U_{1B}}{I_1} = Z_{вх} - \frac{Z_B Z_{21}}{Z_{вых} + Z_2 + Z_B}. \quad (3.45)$$

Если допустить, что $Z_{вых} + Z_2 + Z_B \approx Z_{вых} + Z_2$, и использовать выражения (3.10) и (3.22), то равенство (3.45) можно представить в виде

$$Z_{вх F} = Z_{вх} |1 + T_{1к}| = Z_{вх} F_{1к}, \quad (3.46)$$

где $F_{1к}$ — глубина ОС в режиме короткого замыкания по входу (при $Z_1 = 0$).

Для определения выходного сопротивления воспользуемся графиком, аналогичным представленному на рис. 3.12. Поскольку в режиме холостого хода по выходу ОС по току не действует, то $U_{2Fк} = U_{2х}$ (рис. 3.13), а $I_{2Fк} < I_{2к}$. Вследствие этого выходное со-

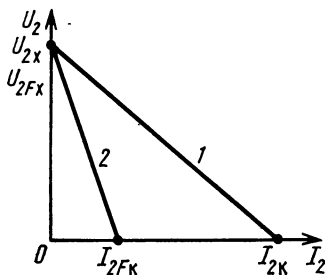


Рис. 3.13. Нагрузочные характеристики усилителя без ОС (1) и с ОС по току (2) при $R_2 = var$

противление при ОС $R_{вых F} = U_{2х}/I_{2Fк}$ превышает выходное сопротивление усилителя без ОС $R_{вых} = U_{2х}/I_{2к}$ в число раз, равное глубине ОС в режиме короткого замыкания по выходу. Это несложно подтвердить, заменив в схеме на рис. 3.4 нагрузку Z_2 испытательным генератором с напряжением U_2 и полагая ЭДС $E_1 = 0$. Так как $I_2 = (U_2 - Z_{21} I_1)/(Z_{вых} + Z_B)$, $I_1 = -Z_B I_2/(Z_1 + Z_{вх})$, то

$$Z_{вых F} = \frac{U_2}{I_2} = Z_{вых} + Z_B - \frac{Z_B Z_{21}}{Z_1 + Z_{вх}}. \quad (3.47)$$

Как и при выводе выражения (3.46), принимаем $\underline{Z}_{\text{вх}} + \underline{Z}_B \approx \underline{Z}_{\text{вх}}$; используя равенства (3.10) и (3.22), приходим к общему соотношению

$$\underline{Z}_{\text{вх}} F = \underline{Z}_{\text{вх}} |1 + \underline{T}_{2\kappa}| = \underline{Z}_{\text{вх}} F_{2\kappa}, \quad (3.48)$$

где $F_{2\kappa}$ — глубина ОС в режиме короткого замыкания по выходу ($\underline{Z}_2 = 0$).

3.3.3. ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНАЯ ОС ПО НАПРЯЖЕНИЮ

Входное сопротивление устройства с такой ОС (по входу), как следует из (3.46), превышает входное сопротивление усилителя без ОС в $F_{1\kappa}$ раз. Из (3.15) следует, что при $\underline{Z}_1 = 0$

$$F_{1\kappa} = \left| 1 + \frac{\underline{Z}_{B2} \underline{Y}_{21}}{(\underline{Z}_{B1} + \underline{Z}_{B2})(\underline{Y}_{\text{вх}} + \underline{Y}_2)} \right|. \quad (3.49)$$

При параллельной ОС по напряжению выходная проводимость согласно (3.47) оказывается в $F_{2\kappa} = |1 + \underline{T}_{2\kappa}|$ раз больше, чем у усилителя без ОС. Обращаясь к (3.15), несложно установить, что в режиме холостого хода на выходе ($\underline{Y}_2 = 0$)

$$F_{2\kappa} = \left| 1 + \frac{\underline{Z}_{B2} \underline{Z}_{\text{вх}} \underline{Y}_{21}}{(\underline{Z}_{B1} + \underline{Z}_{B2})(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{\text{вх}}) \underline{Y}_{\text{вх}}} \right|. \quad (3.50)$$

3.3.4. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ ОС ПО ТОКУ

Используя (3.17), (3.25) и (3.26), можно убедиться в том, что при рассматриваемой ОС

$$\underline{Y}_{\text{вх}} F = \underline{Y}_{\text{вх}} |1 + \underline{T}_{1\kappa}| = \underline{Y}_{\text{вх}} F_{1\kappa}; \quad (3.51)$$

$$\underline{Z}_{\text{вх}} F = \underline{Z}_{\text{вх}} |1 + \underline{T}_{2\kappa}| = \underline{Z}_{\text{вх}} F_{2\kappa}, \quad (3.52)$$

где

$$F_{1\kappa} = \left| 1 - \frac{\underline{Y}_{B2} \underline{K}_{21}}{(\underline{Y}_{B1} + \underline{Y}_{B2}) \underline{Y}_{\text{вх}} (\underline{Z}_{\text{вх}} + \underline{Z}_2)} \right|; \quad (3.53)$$

$$F_{2\kappa} = \left| 1 - \frac{\underline{Y}_{B2} \underline{K}_{21}}{(\underline{Y}_{B1} + \underline{Y}_{B2}) (\underline{Y}_1 + \underline{Y}_{\text{вх}}) \underline{Z}_{\text{вх}}} \right|. \quad (3.54)$$

(\underline{K}_{21} определяется согласно (3.26))

3.3.5. ОБЩИЙ МЕТОД ОПРЕДЕЛЕНИЯ СОПРОТИВЛЕНИЯ

Определение входного и выходного сопротивлений можно обобщить с помощью известной формулы Блекмана [5]

$$\underline{Z}_F = \underline{Z} \underline{F}_{\kappa} / F_{\kappa}, \quad (3.55)$$

где \underline{Z} , \underline{Z}_F — сопротивления между двумя выбранными точками (например, входными или выходными зажимами) без ОС и при ОС;

F_k и F_x — глубина ОС в режимах короткого замыкания и холостого хода между этими точками. Например, входное сопротивление при параллельной ОС по напряжению $F_k=1$ (ОС в режиме короткого замыкания не действует) и $F_x=F_{1x} Z=1/Y_{вх}$; $Z_F=1/Y_{вхF}$ и $1/Y_{вхF}=1/Y_{вх}F_{1x}$, что не расходится с соотношением (3.39). Формула (3.55) особенно удобна при исследовании сложных видов ОС.

3.4. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЯ, ПОМЕХИ И ИСКАЖЕНИЯ

3.4.1. АМПЛИТУДНО-, ФАЗОЧАСТОТНАЯ И ПЕРЕХОДНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Зависимость коэффициента усиления и фазового сдвига от частоты обусловлена наличием в усилителе (каскаде) реактивных элементов (рис. 2.4, 2.5, 2.17). В резисторных каскадах (рис. 2.16, а) фаза усиливаемого напряжения изменяется от $+90^\circ$ (при $f \rightarrow 0$) до -90° (при $f \rightarrow \infty$).

Передаточные функции каскадов, входящих в состав усилителя, в простейшем случае содержат один полюс с частотой, расположенной в области $f_0 \rightarrow \infty$. К ним относятся резисторные каскады без разделительных конденсаторов (таких, как C_1 на рис. 2.16, а, б; 3.3, б; 3.5, 3.7, б и 3.9). При наличии C_1 (что свойственно каскадам усиления переменного тока) добавляется еще полюс (и нуль $z_1 = 0$), частота которого находится в области $0 \rightarrow f_0$.

Таким образом, в общем случае передаточная функция усилителя содержит некоторое число как высокочастотных ($f_0 < f_p < \infty$), так и низкочастотных ($0 < f_p < f_0 \dots$) полюсов. При этом число полюсов, расположенных в какой-либо части диапазона $0 \rightarrow f_0$ или $f_0 \rightarrow \infty$, необязательно совпадает с числом каскадов, охваченных ОС. Так, при шунтировании резистора в эмиттерной цепи (рис. 3.5) конденсатором число нулей и полюсов передаточной функции возрастает.

Если число полюсов с частотами в одной части диапазона невелико (один-два), то фаза ОС, равная нулю на частоте f_0 , при $f = \omega \arg$ изменяется сравнительно мало (кривая 1 на рис. 3.14, а), коэффициент усиления $G_{EF}(f) = 20 \lg K_{EF}(f)$ при этом получается меньше $G_E(f) = 20 \lg K_E(f)$, т. е. проявляется свойство ОС поддер-

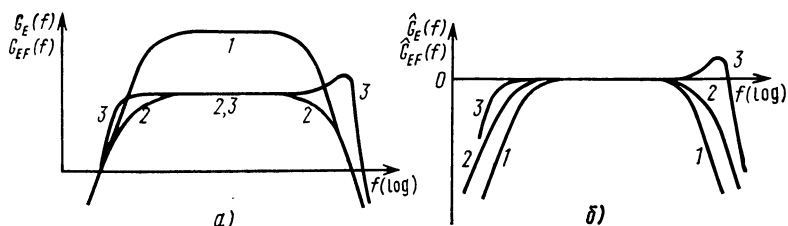


Рис. 3.14. Амплитудно-частотные характеристики усилителей без ОС (1) и с ОС (2, 3)

живать $G_{EF}(f) \approx \text{const}$ (кривая 2), кроме боковых участков, на которых коэффициент усиления усилителя и глубина ОС уменьшаются и характеристики 2—1 сближаются.

Если число полюсов передаточной функции больше двух, то φ_T изменяется при двух полюсах в области $f_0 \rightarrow \infty$ от 0 до -180° , а при трех — от 0 до -270° и т. д.; в области частот $0 \rightarrow f_0$ эти пределы составляют $180^\circ, 270^\circ \dots$ В результате на отдельных участках частотного диапазона ОС становится положительной, $G_{EF}(f) > G_E(f)$, кроме того, возможно образование характерных максимумов АЧХ (кривая 3).

Применение ОС способствует расширению полосы пропускания частот и снижению частотных искажений в пределах этой полосы (рис. 3.14, б). Расширение полосы равномерного усиления способствует уменьшению фазового сдвига (по абсолютному значению) и переходных искажений. Последнее объясняется тем, что расширение полосы в сторону меньших частот эквивалентно увеличению постоянной времени заряда конденсатора C_1 (рис. 2.16, б) и уменьшению неравномерности вершины импульса Δ (рис. 2.20, б), а расширение полосы в сторону верхних частот связано с кажущимся уменьшением постоянной времени заряда C_2 (рис. 2.16, в) и времени установления t_y (рис. 2.20, а). Однако при образовании максимума АЧХ в области верхних частот устройство ведет себя как колебательный контур, добротность которого превышает критическое значение ($Q_{кр}=0,5$), — возникают значительные выбросы (рис. 2.20, а), недопустимые особенно при усилении сигналов изображения. Общие выражения (3.7) и (3.28) позволяют составить уравнения АЧХ и ФЧХ, если известны аналитические зависимости \underline{K}_E и B от частоты. Так, в более простом случае частотно-независимой ОС ($B=\text{const}$), отрицательной в области средних частот, т. е. при $f \approx f_0$ (рис. 2.17), $\varphi_T = \varphi_E + \varphi_B \pm 180^\circ = 0 + \varphi_B \pm 180^\circ = 0$, т. е. $\varphi_B = 180^\circ$, а $K_E(f) = K_E$. При любой другой частоте $\varphi_E \neq 0$ и

$$\underline{K}_E(f) = \underline{K}_E(f) e^{j\varphi_E}. \quad (3.56)$$

Так как $\varphi_B = \pi = \text{const}$, то

$$B = -B; \quad (3.57)$$

$$\underline{K}_{EF}(f) = \frac{K_E(f) (\cos \varphi_E + j \sin \varphi_E)}{1 + BK_E(f) (\cos \varphi_E + j \sin \varphi_E)}, \quad (3.58)$$

отсюда для устройства с ОС находим

$$K_{EF}(f) = \frac{K_E(f)}{\sqrt{1 + 2BK_E(f) \cos \varphi_E + B^2 K_E^2(f)}}; \quad (3.59)$$

$$\varphi_{EF} = \arg \text{tg} [\sin \varphi_E / (\cos \varphi_E + BK_E(f))]. \quad (3.60)$$

Из выражения (3.60) видно, что при небольшом значении φ_E ($|\varphi_E| < \pi/2$) $|\varphi_{EF}| < |\varphi_E|$.

3.4.2. ВНУТРЕННИЕ ПОМЕХИ

С помощью ОС удастся в значительной степени снизить внутренние помехи и на выходе усилителя. Допустим, что источник ЭДС расположен где-либо в средней части схемы усилителя и что коэффициенты усиления от входа до условной линии раздела и от этой линии до выхода соответственно равны K_{1E} и K_2 , причем $K_E = K_{1E}K_2$ — коэффициент усиления усилителя. Усилитель усиливает ЭДС помехи в K_2 раз, а коэффициент передачи по цепи ОС равен BK_{1E} ; при этом возвратное отношение и глубина ОС оказываются такими же, как и для ЭДС сигнала на входе, т. е. $F = 1 + K_2BK_{1E} = 1 + BK_E$. Следовательно, напряжение помехи на выходе ослабляется в цепи ОС так же, как и сигнал, т. е. в число раз, равное ее глубине $U_{2пF} = U_{2п}/(1 + BK_E) = U_{2п}/F$, где $U_{2п}$ — напряжение помехи на выходе усилителя без ОС. Поскольку ОС ослабляет в равной мере и сигнал и помеху, то отношение сигнал-помеха при действующей ОС остается прежним. Если при введении ОС с глубиной, равной F , одновременно повысить амплитуду сигнала на входе, то отношение сигнал-помеха при этом увеличится в F раз.

Это свойство широко используется для снижения фона. Благодаря уменьшению чувствительности к пульсациям напряжения их допустимый уровень повышается, что позволяет упростить фильтр выпрямителя (например, исключив дроссель, применив конденсаторы с меньшей емкостью и т. д.); не говоря уже о возможности питания переменным током цепей накала мощных выходных ламп.

Помеха типа дрейфа, если она возникает в выходном, предвыходном каскадах усилителя, подобно фону, снижается в F раз, и это используется в устройствах с бестрансформаторным двухтактным выходом. Чтобы избежать снижения коэффициента усиления, достаточно в предварительный усилитель добавить один-два каскада. Однако отношение сигнала к помехе такого вида, как тепловой шум источника, сигналы или шумы усилительного элемента во входной цепи усилителя, не удастся повысить, применяя ОС.

3.4.3. НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ И ДИНАМИЧЕСКИЙ ДИАПАЗОН

Введение ОС позволяет уменьшить нелинейные искажения, возникающие в усилителе. Физически этот эффект объясняется тем, что посторонние составляющие выходного напряжения или тока — гармоники и комбинационные частоты — по цепи ОС попадают на вход усилителя и снова появляются на выходе, но уже в фазе, противоположной фазе начальных (задающих) величин. При небольших исходных коэффициентах гармоник усилитель допустимо считать линейным и тогда гармоники и комбинационные частоты изменяются так же, как и внутренние помехи при сохранении одного и того же значения сигнала на выходе. Это значит,

что при одном и том же значении сигнала на выходе при отсутствии и действии ОС коэффициент гармоник окажется меньше в число раз, равное глубине ОС:

$$k_{TF} \approx k_T / (1 + BK_E) = k_T / F. \quad (3.61)$$

При сравнительно большом k_T нелинейные искажения снижаются меньше.

Получение весьма малых нелинейных искажений особенно важно для усилительных устройств многоканальной связи: глубина ОС у них может составлять 50 ... 70 дБ и больше. Снижение уровня внутренних помех и повышение линейности усилительного устройства способствует расширению его динамического диапазона.

Под *чувствительностью* понимается изменение той или иной характеристики усилительного устройства, вызванное изменением номинальных значений параметра одного или нескольких элементов. Из характеристик усилительного устройства наибольший интерес представляют такие функции цепи $N(p)$, как $K_E(p)$, $K_{EF}(p)$, $Z_{вх}(p)$, $Y_{вх}(p)$, $Z_{вых}(p)$, $Y_{вых}(p)$.

Чувствительность функции цепи к изменению номинального значения параметра x одного элемента функции цепи $N(p, x)$

$$S_x^N(p, x) = \frac{dN/N}{dx/x} = \frac{d \ln N}{d \ln x}. \quad (3.62)$$

Например, чувствительность передаточной функции $K_E(j\omega, x) = K_E(\omega, x) e^{j\varphi_E(\omega, x)}$, зависимость модуля и аргумента которой находится путем логарифмирования: $\ln K_E(j\omega, x) = \ln K_E(\omega, x) + j\varphi_E(\omega, x)$,

$$S_x^{K_E(j\omega, x)} = \frac{dK_E(\omega, x)/K_E(\omega, x)}{dx/x} + \frac{j d\varphi_E(\omega, x)}{dx/x}.$$

Если функция цепи зависит от параметров нескольких элементов, то в общем виде

$$\frac{dN(p, x_1 \dots x_n)}{N(p, x_1 \dots x_n)} = d[\ln N(p, x_1 \dots x_n)] = \sum_{i=1}^n S_{x_i}^N \frac{dx_i}{x_i}. \quad (3.63)$$

Проектирование на основе синтеза усилительных устройств со стабильными характеристиками, предназначенных, например, для многоканальных систем связи (в частности содержащих активные фильтры), а также для измерительных приборов (особенно выполненных на ИМС), базируется на положениях теории чувствительности.

Примером использования понятия о чувствительности является вывод выражения (3.33), которое было получено в результате дифференцирования K_{EF} по K_E , т. е.

$$S_{K_E}^{K_{EF}} = \frac{dK_{EF}}{K_{EF}} \bigg/ \frac{dK_E}{K_E}. \quad (3.64)$$

3.5. УСИЛИТЕЛЬНЫЕ УСТРОЙСТВА С КОМБИНИРОВАННОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

При рассмотрении устройств с последовательной и параллельной ОС (по входу и выходу) было установлено (§ 3.3), что она способствует изменению входного и выходного сопротивлений, но только в одном свойственном используемому виду ОС направлении, причем степень вносимого изменения оказывается тем заметнее, чем больше глубина ОС. Входное и выходное сопротивления зависят от многих параметров усилителя (в частности от его собственных сопротивлений и коэффициентов усиления). И наконец, у этих устройств изменение внешних сопротивлений на входе (источник сигнала) и выходе (нагрузка) сказывается на глубине ОС.

Применение комбинированной ОС позволяет получить независимость глубины ОС от внешних сопротивлений и входного и выходного сопротивлений, от параметров устройства (в частности от коэффициента усиления и глубины ОС). Последнее свойство комбинированной ОС является весьма ценным для линейных усилителей, которые применяются в установках многоканальной связи.

Схема усилительных устройств с комбинированной ОС по входу и выходу в ряде случаев оказывается сложной, кроме того, в ней нередко используются трансформаторы, так как вход и выход могут не иметь общей точки или соединения с общим проводом (корпусом). Структурные схемы усилительных устройств с комбинированной ОС в общем случае содержат один или два шестиполюсника связи.

В простейшем случае устройство с комбинированной ОС может состоять из однокаскадного усилителя с двумя цепями ОС: последовательной по току и параллельной по напряжению (рис. 3.15). В режиме короткого замыкания как на входе, так и на выходе параллельная ОС, элементом которой является резистор $R'_B = 1/Y'_B$, не действует. Элемент последовательной ОС по току представлен резистором $R_B = Z_B$; эта ОС не пропадает при короткозамкнутых входе и выходе, и ее влияние не сказывается в режиме холостого хода.

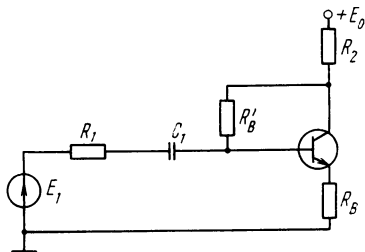


Рис. 3.15. Схема устройства с последовательно-параллельной ОС по току и по напряжению

Для оценки влияния ОС этого вида можно воспользоваться приближенным методом, основанным на предположении, что присутствие резистора R_B эквивалентно изменению параметров транзистора. Используя равенства (3.23), (3.45), (3.47) и приняв, что $Z_{вх} = h_{11э}$, $Z_{вых} \approx 1/h_{22э}$, $H_{21} = h_{21э}$, $Z_B = R_B$, $Z_2 = R_2$, $Z_{21} = -h_{21э}/h_{22э}$, получим:

$$h'_{11э} = Z_{вх} F \approx h_{11э} + h_{21э} R_B;$$

$$h'_{210} = h_{210}; \quad y'_{210} = \frac{h'_{210}}{h'_{110}} = \frac{h_{210}}{h_{110} + h_{210} R_B} = \frac{y_{210}}{1 + y_{210} R_B};$$

$$\frac{1_j}{h'_{120}} = (Z_{\text{БЫХ}} F) z_{1=0} = \frac{1}{h_{220}} + R_B + \frac{R_B (h_{210}/h_{220})}{h_{110}} \approx \frac{1 + y_{210} R_B}{h_{220}}.$$

Влияние ОС, обусловленной наличием резистора R'_B , описывается выражениями (3.35), (3.36) и (3.42), в которых Y_{21} , $Y_{вх}$, $Y_{вых}$, Y_1 , Y_2 и Y_B заменяются соответственно на y'_{21} , h'_{11} , \bar{h}'_{22} , $\bar{1}/R_1$, $\bar{1}/R_2$ и $1/\bar{R}'_B$. При этом сквозной коэффициент усиления и возвратная разность определяются с помощью равенств (3.16) и (3.18) — (3.20).

Следует отметить, что глубина ОС такого вида из-за ограниченности коэффициента усиления не может быть большой; кроме того, из-за влияния одних и тех же элементов связи $R_{\text{в}}$ и $R'_{\text{в}}$ на входное и выходное сопротивление невозможно получить любые требуемые значения $R_{\text{вхФ}}$ и $R_{\text{выхФ}}$, притом не зависящие от параметров усилителя. Для решения такого рода задачи применяются более сложные устройства, в частности многокаскадные усилители и многополюсные цепи ОС мостового типа.

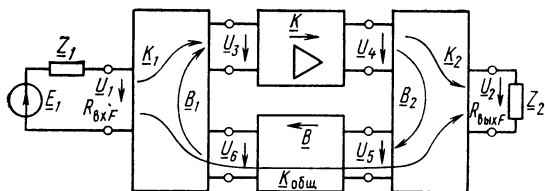


Рис. 3.16. Общая схема усилителя с комбинированной ОС

Общая схема устройства с комбинированной ОС содержит четырехполюсные цепи K и B , а входная и выходная цепи представляют собой шестиполюсники [4, 5] (рис. 3.16). Эти цепи характеризуют следующие коэффициенты передачи:

$$K = U_4/U_3; \quad B = U_6/U_5, \quad (3.65)$$

$$K_1 = U_3/U_1, \quad K_2 = U_2/U_4, \quad (3.66)$$

$$B_1 = U_3/U_6, \quad B_2 = U_5/U_4. \quad (3.67)$$

В прямом направлении передача сигнала, вообще говоря, возможна помимо усилителя через цепь ОС, для которой $K_{\text{общ}} = U_2/U_1$ при $K=0$.

Коэффициент усиления устройства в области средних частот зависит от всех коэффициентов прямой передачи и глубины ОС:

$$K_F = U_2/U_1 = K_1 K K_2 / F_{1K} + K_{06m}, \quad (3.68)$$

где

$$F_{1R} = 1 + B_1 B_2 BK \quad (3.69)$$

— глубина ОС в режиме короткого замыкания по входу ($Z_1=0$). При $F_{1к} \gg 1$

$$K_F \approx K_1 K_2 / (B_1 B_2 B) + K_{\text{общ}}. \quad (3.70)$$

В пределах полосы пропускания коэффициент $K_{\text{общ}}$ мал, и формула (3.70) упрощается:

$$K_F \approx K_1 K_2 / B_1 B_2 B. \quad (3.71)$$

От коэффициентов K_1 и K_2 зависит прямая передача сигнала, которая должна происходить с минимальными потерями. Коэффициенты B_1 и B_2 характеризуют связь между цепями прямой передачи и цепью ОС, чем больше они, тем заметнее проявляется эта взаимосвязь и тем большая мощность сигнала теряется во входной и выходной цепях устройства. Поэтому целесообразно выбирать по возможности меньшие B_1 и B_2 , учитывая, что $B \leq 1$, а глубина ОС должна быть достаточно большой, чтобы снизить степень нелинейных искажений, достичь постоянства коэффициента усиления и сопротивлений входа $R_{\text{вхФ}}$ и выхода $R_{\text{выхФ}}$.

Устройство с комбинированной ОС мостового типа (рис. 3.17) содержит инвертирующий усилитель, характеризующийся тремя па-

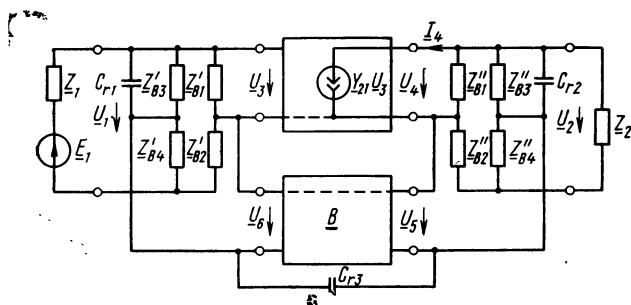


Рис. 3.17. Эквивалентная схема усилителя с комбинированной ОС мостового типа

раметрами: проводимостью прямой передачи $\underline{Y}_{21} = \underline{I}_4 / \underline{U}_3$ при $\underline{Z}_n = 0$, входной и выходной проводимостями \underline{Y}_{11} и \underline{Y}_{22} , которые при наличии внешних элементов связи и питания входят в состав двухполюсников \underline{Z}'_{B1} и \underline{Z}''_{B1} ; при отсутствии таких элементов $\underline{Z}'_{B1} = 1 / \underline{Y}_{11}$ и $\underline{Z}''_{B1} = 1 / \underline{Y}_{22}$.

Мостовая схема цепи ОС позволяет исключить зависимость входного и выходного сопротивлений $\underline{Z}_{\text{вхФ}}$ и $\underline{Z}_{\text{выхФ}}$ от параметров усилителя и цепи ОС (в частности, от возвратного отношения). Эта способность мостовой схемы реализуется, если изменения сопротивлений источника сигнала \underline{Z}_1 и нагрузки \underline{Z}_2 не влияют на возвратное отношение.

Коэффициент петлевого усиления \underline{K}_n в данном случае равен произведению следующих величин: $\underline{B}_1 = \underline{U}_3 / \underline{U}_6$, $\underline{K} = \underline{U}_4 / \underline{U}_3$, $\underline{B}_2 = \underline{U}_5 / \underline{U}_4$, $\underline{B} = \underline{U}_6 / \underline{U}_5$. Согласно (3.9) $\underline{T} = -\underline{K}_n$, поэтому

$$\underline{T} = -\underline{B}_1 \underline{K} \underline{B}_2 \underline{B}. \quad (3.72)$$

Независимость \underline{T} от \underline{Z}_1 и \underline{Z}_2 достигается, если каждый множитель равенства (3.72) инвариантен к \underline{Z}_1 , \underline{Z}_2 , а для этого достаточно, чтобы

$$(\underline{B}_1)_{\underline{Z}_1=0} = (\underline{B}_1)_{\underline{Z}_1=\infty}; \quad (3.73)$$

$$(\underline{B}_2)_{\underline{Z}_2=0} = (\underline{B}_2)_{\underline{Z}_2=\infty}, \quad (3.74)$$

так как \underline{B} можно практически считать не зависящим от \underline{Z}_1 , \underline{Z}_2 . Из схемы на рис. 3.17 видно, что отношение \underline{U}_3 к \underline{U}_6 (при $\underline{E}_1=0$)

$$(\underline{B}_1)_{\underline{Z}_1=0} = \underline{Z}'_{B1} / (\underline{Z}'_{B2} / (\underline{Z}'_{B1} / \underline{Z}'_{B2} + \underline{Z}'_{B3} / \underline{Z}'_{B4})); \quad (3.75)$$

$$(\underline{B}_1)_{\underline{Z}_1=\infty} = \underline{Z}'_{B1} / (\underline{Z}'_{B1} + \underline{Z}'_{B2}). \quad (3.76)$$

Приравнивая правые части двух последних равенств, устанавливаем, что независимость \underline{B}_1 от \underline{Z}_1 достигается при соблюдении баланса моста

$$\underline{Z}'_{B1} / \underline{Z}'_{B2} = \underline{Z}'_{B3} / \underline{Z}'_{B4}, \quad (3.77)$$

при котором \underline{B}_1 для любого значения \underline{Z}_1 удобнее находить по (3.76).

При $\underline{Z}_2=0$, как видно из рис. 3.17,

$$\underline{K} \underline{B}_2 = \underline{U}_5 / \underline{U}_3 = -\underline{Y}_{21} \underline{Z}''_{B1} \underline{Z}''_{B2} / (\underline{Z}''_{B1} + \underline{Z}''_{B2}), \quad (3.78)$$

а при $\underline{Z}_2=\infty$

$$\underline{K} \underline{B}_2 = -\underline{Y}_{21} \underline{Z}''_{B1} (\underline{Z}''_{B2} + \underline{Z}''_{B4}) / (\underline{Z}''_{B1} + \underline{Z}''_{B2} + \underline{Z}''_{B3} + \underline{Z}''_{B4}).$$

Равенство $(\underline{K} \underline{B}_2)_{\underline{Z}_2=0} = (\underline{K} \underline{B}_2)_{\underline{Z}_2=\infty}$ имеет место при балансе моста, т. е. когда

$$\underline{Z}''_{B1} / \underline{Z}''_{B2} = \underline{Z}''_{B3} / \underline{Z}''_{B4}. \quad (3.79)$$

В общем случае $\underline{K} \underline{B}_2$ при любом \underline{Z}_2 проще определять по выражению (3.78).

Все величины, от которых зависит возвратное отношение, оказались найденными.

Сквозной коэффициент усиления напряжения

$$\underline{K}_{EF} = \frac{\underline{U}_2}{\underline{E}_1} = \frac{\underline{K}_{\text{вх}} \underline{K} \underline{K}_2}{\underline{F}} = \frac{\underline{K}_{\text{вх}} \underline{K} \underline{K}_2}{1 + \underline{T}}, \quad (3.80)$$

где при соблюдении условий (3.77) и (3.79)

$$\underline{K}_{\text{вх}} = \frac{\underline{U}_3}{\underline{E}_1} = \frac{\underline{Z}'_{B1} \underline{Z}'_{B4}}{(\underline{Z}'_{B1} + \underline{Z}'_{B2}) \underline{Z}'_{B4} + (\underline{Z}'_{B2} + \underline{Z}'_{B4}) \underline{Z}_1}; \quad (3.81)$$

$$\underline{K} \underline{K}_2 = \frac{\underline{U}_2}{\underline{U}_3} = -\frac{\underline{Y}_{21} \underline{Z}''_{B1} \underline{Z}''_{B4} \underline{Z}_2}{(\underline{Z}''_{B1} + \underline{Z}''_{B2}) \underline{Z}''_{B4} + (\underline{Z}''_{B2} + \underline{Z}''_{B4}) \underline{Z}_2}. \quad (3.82)$$

Остается определить входное и выходное сопротивления усилителя с рассматриваемой ОС. Обратимся к формуле (3.55), имея в виду, что со стороны входа — при отсутствии ОС с учетом (3.77)

$$\underline{Z}_{\text{вх}} = \underline{Z}'_{B3} (\underline{Z}'_{B1} + \underline{Z}'_{B2}) / (\underline{Z}'_{B1} + \underline{Z}'_{B3}). \quad (3.83)$$

При коротком замыкании на входе (т. е. при $Z_1=0$ и $E_1=0$) и при обрыве цепи, расположенной слева (т. е. при $Z_1=\infty$) глубина ОС остается одной и той же: $\underline{F}_{1x} = \underline{F}_{1к}$, и, следовательно,

$$\underline{Z}_{\text{вх} F} = \underline{Z}'_{B3} (\underline{Z}'_{B1} + \underline{Z}'_{B2}) / (\underline{Z}'_{B1} + \underline{Z}'_{B3}). \quad (3.84)$$

Сказанное относительно входного сопротивления устройства можно распространить и на выходное сопротивление:

$$\underline{Z}_{\text{вых} F} = \underline{Z}''_{B3} (\underline{Z}''_{B1} + \underline{Z}''_{B2}) / (\underline{Z}''_{B1} + \underline{Z}''_{B3}). \quad (3.85)$$

Для повышения устойчивости при очень большой глубине ОС реактивные элементы, вносящие значительные фазовые сдвиги в области верхних частот, обычно шунтируются конденсаторами высокочастотного обхода [4, 5] C_{r1} , C_{r2} и C_{r3} емкостью порядка единиц и десятков пикофард.

В устройстве с двумя трехобмоточными трансформаторами и также с инвертирующим усилителем (рис. 3.18) трансформаторы

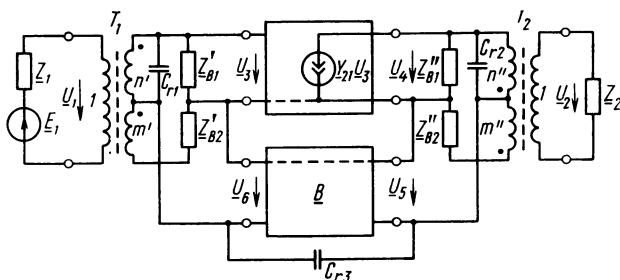


Рис. 3.18. Эквивалентная схема устройства с комбинированной ОС трансформаторного типа

Знак • обозначает совпадение полярностей мгновенных значений переменных напряжений

T_1 и T_2 выполняют функции прямой передачи сигнала и через блок B обратной. Двухполюсники \underline{Z}'_{B2} и \underline{Z}''_{B2} являются элементами ОС, последовательной и по току. Цепь ОС, параллельной и по напряжению, представлена обмотками трансформаторов T_1 и T_2 , число витков которых в n' , m' и n'' , m'' раз больше числа витков соответственно первичной у T_1 и вторичной у T_2 обмоток.

Для устройства, выполненного по схеме на рис. 3.18, справедливы выражения (3.72)—(3.74), (3.78) и (3.80), так же как и соотношения (3.77) и (3.79) с заменой в них $\underline{Z}'_{B3}/\underline{Z}'_{B4}$ и $\underline{Z}''_{B3}/\underline{Z}''_{B4}$ соответственно на n'/m' и n''/m'' .

При соблюдении условий $\underline{Z}'_{B1}/\underline{Z}'_{B2} = n'/m'$ и $\underline{Z}''_{B1}/\underline{Z}''_{B2} = n''/m''$ имеют силу следующие равенства:

$$\begin{aligned}\underline{B_1} &= \frac{\underline{U_3}}{\underline{U_6}} = 1; \quad \underline{KB_2} = \frac{\underline{U_3}}{\underline{U_3}} = - \frac{\underline{Y_{21}} \underline{Z''_{B1}} \underline{Z''_{B2}}}{\underline{Z''_{B1}} + \underline{Z''_{B2}}}; \\ \underline{K_{вх}} &= \frac{\underline{U_3}}{\underline{E_1}} = \frac{n' (\underline{Z'_{B1}} + \underline{Z'_{B2}})}{\underline{Z_1} (n' + m')^2 + \underline{Z'_{B1}} + \underline{Z'_{B2}}}; \\ \underline{KK_2} &= \frac{\underline{U_2}}{\underline{U_3}} = - \frac{\underline{Y_{21}} \underline{Z''_{B1}} \underline{Z_2} (n' + m')}{\underline{Z''_{B1}} + \underline{Z''_{B2}} + \underline{Z_2} (n'' + m'')^2}; \\ \underline{Z_{вх F}} &= \frac{\underline{Z'_{B1}} + \underline{Z'_{B2}}}{(n' + m')^2}; \quad \underline{Z_{вых F}} = \frac{\underline{Z''_{B1}} + \underline{Z''_{B2}}}{(n'' + m'')^2}.\end{aligned}$$

Глава 4

РАБОТА УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ В КАСКАДЕ. ЦЕПИ ПИТАНИЯ И СВЯЗИ



4.1. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА И ИХ СВОЙСТВА

Если усилитель представлен одним усилительным элементом, например транзистором, то его, как отмечалось, удобно изобразить в виде четырехполюсника. А так как транзистор имеет только три вывода, то один из них оказывается общим для входа и выхода. Таким образом, общей точкой может являться один из электродов: эмиттер, база, коллектор, и число возможных способов «вписывания» транзистора в рамки четырехполюсника равно шести. Однако только при трех из них транзистор обладает способностью усиливать мощность сигнала — когда база присоединена

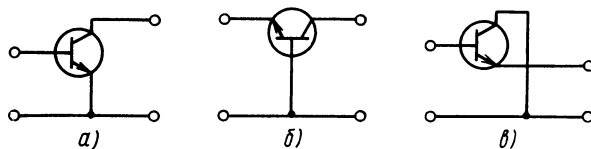


Рис. 4.1. Схемы включения транзистора с общим эмиттером (а), с общей базой (б), с общим коллектором (в)

к одному из входных зажимов, а коллектор к одному из выходных (рис. 4.1). Сравним эти способы включения транзистора с точки зрения следующих свойств усилительных каскадов:

- инвертирование или неинвертирование сигнала;
- коэффициенты усиления;
- входное и выходное сопротивления;

частота, отсчитываемая на уровне уменьшившегося в два раза коэффициента усиления;

нелинейные искажения и их зависимость от сопротивления источника сигнала.

4.1.1. КАСКАД С ОБЩИМ ЭМИТТЕРОМ

Если на базу $n-p-n$ -транзистора подается мгновенное напряжение $u_{бз}$ с положительной полярностью (рис. 4.2, a), полное напряжение на базе увеличивается, в результате чего возрастают все токи (рис. 4.3, a). Если под действием напряжения сигнала ток, например, коллектора увеличивается, то его постоянная составляющая I_K складывается с переменной i_k , совпадающей по направлению с I_K .

У каскада с $p-n-p$ -транзистором (рис. 4.2, б) за счет входного напряжения положительной полярности полное напряжение на базе $u_{БЭ}$ становится менее отрицательным, т. е. уменьшается по абсолютному значению, что сопровождается уменьшением всех токов, как показано на рис. 4.3, б, где положительная полу- волна напряжения $u_{БЭ}$ вычитается из напряжения смещения $U_{БЭ}$ и располагается слева от вертикали, проходящей через точку покоя А. Уменьшение при этом коллекторного тока объясняется тем, что постоянный ток складывается с переменным i_k , который в рассматривае-

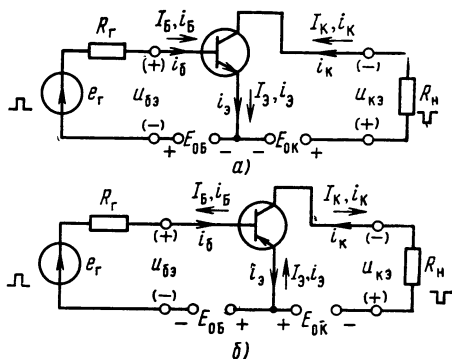


Рис. 4.2. Схемы каскадов с ОЭ на транзисторах $n-p-n$ -структуры (а) и $p-n-p$ -структуры (б)

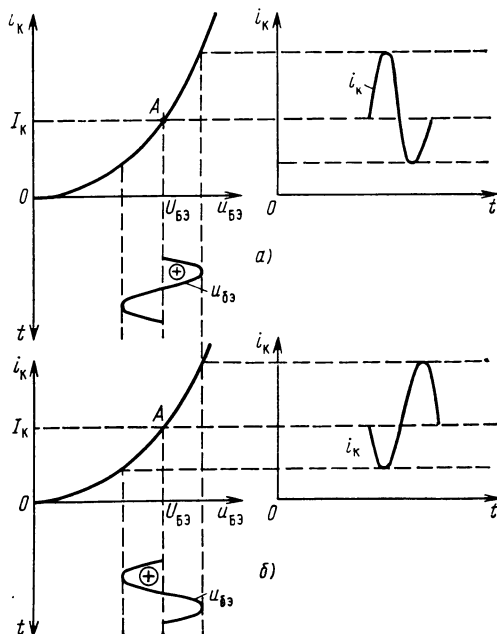


Рис. 4.3. Временные диаграммы коллекторного тока транзисторов $n-p-n$ -структуры (а) и $p-n-p$ -структуры (б) в каскаде с ОЭ

мый момент времени направлен навстречу постоянному току. Зависимость токов i_B и i_E от $u_{BЭ}$ качественно носит такой же характер, что и $i_K=f(u_{BЭ})$, поэтому сказанное можно распространить на токи других электродов.

Направление переменной составляющей i_K обуславливает мгновенную полярность выходного напряжения $u_{KЭ}$, противоположную полярности входного напряжения $u_{БЭ}$, т. е. каскад с ОЭ является инвертирующим. При усилении импульсного сигнала, проходящего через каскад с ОЭ, его полярность меняется на противоположную.

Свойства транзистора таковы, что коэффициент усиления каскада $K=U_{KЭ м}/U_{БЭ м}$, зависящий от R_H , может быть получен больше единицы. Так, при $R_H \rightarrow \infty K \rightarrow |k_{21Э}|$, причем параметр $k_{21Э} = \partial i_{KЭ}/\partial i_{БЭ}$ может составлять тысячи. Однако при $R_H \rightarrow 0 K \rightarrow 0$. Таким образом, у каскада с ОЭ $0 < K < |k_{21Э}|$. В используемых рабочих режимах коэффициент усиления рассматриваемого каскада составляет от нескольких единиц до нескольких десятков.

Коэффициент усиления тока

$$K_I = I_{K м}/I_{Б м} \quad (4.1)$$

оказывается наибольшим при $R_H=0$, достигая значения

$$K_{I \max} = h_{21Э}, \quad (4.2)$$

которое при малых значениях частоты ($f \rightarrow 0$) доходит до нескольких сотен.

Таким образом, каскад с ОЭ обладает способностью одновременно усиливать и напряжение, и ток. При этом коэффициент усиления мощности $K_P = K K_I$ можно получить порядка тысяч и даже десятков тысяч (последнее в режиме согласования, когда $K_P(R_H)$ максимально).

Входное сопротивление каскада с ОЭ в области малых $f \rightarrow 0$ частот

$$R_{вх} = U_{БЭ м}/I_{Б м} \approx h_{11Э} = 1/y_{11Э}, \quad (4.3)$$

слабо зависящее от R_H , у маломощных транзисторов обычно колеблется от 300 до 3000 Ом, а у мощных бывает и меньше 10 Ом.

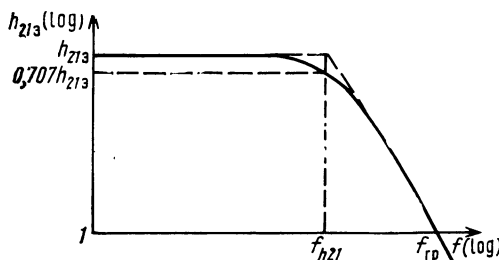


Рис. 4.4. Зависимость от частоты коэффициента усиления тока транзистора в каскаде с ОЭ

Выходное сопротивление каскада с ОЭ в известной степени является функцией сопротивления источника сигнала: так, при $R_r=0$ оно равно $1/y_{22Э}$, а при $R_r \rightarrow \infty R_{вых} \rightarrow 1/h_{22Э} < 1/y_{22Э}$ (если $y_{12Э}=0$, то $h_{12Э}=0$ и $y_{22Э}=h_{22Э}$).

У маломощных транзисторов оно равно нескольким десяткам килоом.

При повышении частоты усилительные свойства транзистора, зависящие не только от его параметров, но и от сопротивлений R_r и R_n , ухудшаются.

Полоса пропускания ограничена инерционными процессами, происходящими в транзисторе. С повышением частоты коэффициент усиления тока $h_{21\beta}(f)$ уменьшается, что особенно заметно при $f > f_{h21}$ (рис. 4.4), где f_{h21} — *предельная частота коэффициента передачи тока биполярного транзистора*. При $f = f_{h21}$ этот параметр в $\sqrt{2}$ раз меньше номинального значения $h_{21\beta}$, определяемого при $f \rightarrow 0$. На любой частоте

$$h_{21\beta}(jf) \approx h_{21\beta}/(1 + jf/f_{h21}) \quad (4.4)$$

или

$$h_{21\beta}(f) \approx h_{21\beta}/\sqrt{1 + (f/f_{h21})^2}. \quad (4.5)$$

Из (4.5) видно, что на частоте $f \gg f_{h21}$

$$h_{21\beta}(f) \approx h_{21\beta} f_{h21}/f, \quad (4.6)$$

т. е. параметр $h_{21\beta}(f)$ становится обратно пропорциональным частоте. На *граничной частоте передачи тока* в схеме с общим эмиттером $h_{21\beta}(f) = 1$. При этом

$$f_{гр} = h_{21\beta} f_{h21}. \quad (4.7)$$

В справочниках обычно приводят значение параметра $h_{21\beta}(f)$ для обусловленной частоты f ; очевидно, что при этом

$$f_{гр} = f h_{21\beta}(f). \quad (4.8)$$

Например, для транзистора КТ345Б указывается, что на частоте 100 МГц модуль коэффициента усиления тока в схеме с ОЭ равен 3,5, очевидно, что при этих данных $f_{гр} = 100 \cdot 3,5 = 350$ МГц.

Проводимость прямой передачи $y_{21\beta}(f)$ зависит от частоты подобным же образом, но частота, соответствующая уменьшению $y_{21\beta}(f)$ в $\sqrt{2}$ раз, т. е. f_{y21} , в несколько раз превышает f_{h21} , оставаясь меньшей $f_{гр}$. Ориентировочно можно принять, что

$$f_{y21} \approx \sqrt{f_{h21} f_{гр}} = f_{h21} \sqrt{h_{21\beta}}. \quad (4.9)$$

Следует помнить, что зависимости $h_{21\beta}(f)$ и $y_{21\beta}(f)$ справедливы при $R_n = 0$; при $R_n \neq 0$ сказывается влияние емкости коллекторного перехода C_k (рис. 4.5, а). Частота f_{h21} зависит от параметров $r_{б'э}$ и $C_{б'э}$

$$f_{h21} = 1/2\pi C_{б'э} r_{б'э}, \quad (4.10)$$

а частота f_{y21} зависит еще и от $r'_{б'э}$

$$f_{y21} = (r'_{б'э} + r_{б'э})/(2\pi C_{б'э} r'_{б'э} r_{б'э}) = f_{h21} (1 + r_{б'э}/r'_{б'э}). \quad (4.11)$$

Емкость C_k во много раз меньше $C_{б'э}$, но она находится под более высоким напряжением $u_{б'к} = u_{б'э} - u_{кэ} = u_{б'э} - (-S_i u_{б'э} R_n) = u_{б'э} (1 + S_i R_n)$, где S_i — внутренняя проводимость прямой пере-

дачи, и поэтому потребляемый C_K ток сравним с током через $C_{б'э}$ и заметнее влияет (при $R_H \neq 0$) на частоту $f_{в\sqrt{2}}$. Для удобства объединяя их в одну емкость C_0 , которую назовем общей шунтирующей. Так как напряжение $u_{б'к}$ в $(1+S_i R_H)$ раз больше напряжения $u_{б'э}$, то при пересчете емкости C_K в точки $б'$ и $э$ при

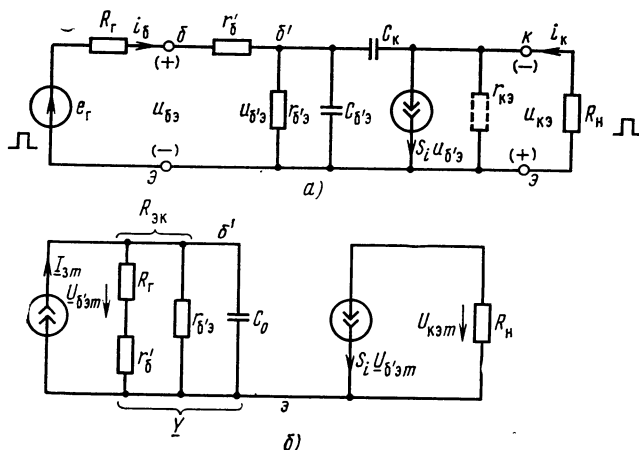


Рис. 4.5. Эквивалентные схемы каскада с ОЭ

сохранении прежнего значения потребляемого тока следует увеличить C_K в $(1+S_i R_H)$ раз. Тогда общая эквивалентная емкость, шунтирующая сопротивление $r_{б'э}$, составит

$$C_0 = C_{б'э} + (1 + S_i R_H) C_K \approx C_{б'э} + S_i R_H C_K. \quad (4.12)$$

Поскольку в такой эквивалентной цепи присутствует один реактивный параметр, то передаточная функция каскада с ОЭ содержит один полюс. Для определения частоты полюса, одновременно равного частоте $f_{в\sqrt{2}}$ целесообразно объединить сопротивления $R_г + r'_б$ и $r_{б'э}$, заменив источник ЭДС источником тока и перейдя от мгновенных значений к амплитудным (рис. 4.5, б). В этих условиях задающий ток

$$I_{эм} = E_{гм} / (R_г + r'_б). \quad (4.13)$$

Очевидно, что при повышении частоты уменьшается сопротивление емкости C_0 и в результате уменьшаются напряжение $U_{б'эм}$, ток $S_i U_{б'эм}$, выходное напряжение $U_{кэм}$ и сквозной коэффициент усиления $U_{кэм}/E_{гм}$, так как $U_{кэм} = R_H I_{кэм} = R_H S_i U_{б'эм}$ изменяется по тому же закону, что и напряжение $U_{б'эм}$ на емкости C_0 , т. е. между точками $б'$, $э$ (при этом амплитуда ЭДС $E_{гм}$ принимается неизменной на всех частотах). Из эквивалентной схемы на рис. 4.5, б следует, что

$$\underline{U_{б'э}} = \frac{I_{эм}}{\underline{Y}} = \frac{E_{гм}}{(R_г + r'_б)(1/R_{эк} + j2\pi f C_0)}. \quad (4.14)$$

где

$$R_{\text{эк}} = (R_{\Gamma} + r'_{\text{б}}) r_{\text{б'э}} / (R_{\Gamma} + r'_{\text{б}} + r_{\text{б'э}}). \quad (4.15)$$

При $2\pi f C_0 = 1/R_{\text{эк}}$ общая проводимость Y оказывается в $\sqrt{2}$ раз больше, чем $1/R_{\text{эк}}$, а напряжение $U_{\text{б'эм}}$ меньше его значения при $f \rightarrow 0$, откуда следует, что частота $f_{\text{в} \sqrt{2}}$, совпадающая с частотой полюса,

$$f_{\text{в} \sqrt{2}} = f_{\text{РКЕ}} = \frac{1}{2\pi} / C_0 R_{\text{эк}} = \frac{R_{\Gamma} + r'_{\text{б}} + r_{\text{б'э}}}{2\pi (C_{\text{б'э}} + S_i R_{\text{н}} C_{\text{к}}) (R_{\Gamma} + r'_{\text{б}}) r_{\text{б'э}}}. \quad (4.16)$$

При $R_{\text{н}} = 0$ и $R_{\Gamma} = 0$ частота $f_{\text{в} \sqrt{2}}$ достигает максимального значения, равного $f_{\text{в}21}$ [формула (4.11)].

Емкость коллекторного перехода увеличивает общую шунтирующую емкость C_0 и снижает частоту $f_{\text{в} \sqrt{2}}$. Кроме того, поскольку существуют два пути прямой передачи сигнала: через зависимый источник $S_i U_{\text{б'эм}}$ и через емкость $C_{\text{к}}$ (рис. 4.5, а), транзистор, включенный по схеме с ОЭ, эквивалентен неминимально-фазовой цепи. Действительно, в операторной форме ток $I_{\text{км}}$ равен разности $I_{\text{км}}(p) = S_i U_{\text{б'эм}}(p) - I_{C_{\text{км}}}(p)$, причем ток $I_{C_{\text{км}}}(p) = p C_{\text{к}} [U_{\text{б'эм}}(p) - U_{\text{кэм}}(p)]$ протекает через емкость $C_{\text{к}}$ (рис. 4.5, а) от точки б' к точке к. Имея в виду, что $U_{\text{кэм}}(p) = -R_{\text{н}} I_{\text{км}}(p)$ и исключая в этих уравнениях $I_{\text{км}}(p)$ и $I_{C_{\text{км}}}(p)$, находим передаточную функцию напряжения от точек б'—э к точкам к—э:

$$F(p) = \frac{U_{\text{кэ м}}(p)}{U_{\text{б'эм}}(p)} = - \frac{(S_i - p C_{\text{к}}) R_{\text{н}}}{1 + p C_{\text{к}} R_{\text{н}}}.$$

Поскольку вещественная часть нуля данной передаточной функции $z = -C_{\text{к}}/S_i$ положительна, т. е. нуль расположен в правой полуплоскости [1], то рассмотренная цепь действительно оказывается неминимально-фазовой, что в значительной степени затрудняет обеспечение устойчивости в области весьма высоких частот и препятствует получению глубокой ОС при широкой полосе частот, а это и требуется для усилителей систем многоканальной связи при большом числе каналов. Разрабатывая такого рода усилитель, следует добиваться снижения той составляющей монтажной емкости, которая шунтирует промежуток между точками б—к.

Входное сопротивление каскада с ОЭ весьма просто выражается через h -параметры транзистора, входящие в следующую систему уравнений (при $f \rightarrow 0$):

$$U_{\text{бэм}} = h_{11 \text{ э}} I_{\text{б м}} + h_{12 \text{ э}} U_{\text{кэ м}}; \quad I_{\text{к м}} = h_{21 \text{ э}} I_{\text{б м}} + h_{22 \text{ э}} U_{\text{кэ м}}. \quad (4.17)$$

Если пренебречь слабо влияющим параметром $h_{12 \text{ э}}$, не приводимым в справочниках, то

$$R_{\text{вх}} = U_{\text{бэм}} / I_{\text{б м}} \approx h_{11 \text{ э}}, \quad (4.18)$$

причем, как видно из рис. 4.5, а (при $f \rightarrow 0$),

$$h_{11 \text{ э}} = r'_{\text{б}} + r_{\text{б'э}}. \quad (4.19)$$

При повышении частоты из-за шунтирования $r_{\text{б'э}}$ емкостью C_0 входное сопротивление уменьшается, стремясь к $r'_{\text{б}}$ (рис. 4.6):

$$Z_{\text{вх}} = r'_{\text{б}} + \frac{r_{\text{б'э}} (1/j \omega C_0)}{r_{\text{б'э}} + 1/j \omega C_0} =$$

$$= \frac{r'_6 + r_{6'3} + j\omega [C_{6'3} + (1 + S_i R_H) C_K] r'_6 r_{6'3}}{1 + j\omega [C_{6'3} + (1 + S_i R_H) C_K] r_{6'3}}. \quad (4.20)$$

Функция $Z_{BX}(p)$ содержит полюс и ноль с частотами

$$f_{p\ BX} = \frac{1}{2\pi [C_{6'3} + (1 + S_i R_H) C_K] r_{6'3}} = \frac{1}{2\pi C_0 r_{6'3}}, \quad (4.21)$$

$$f_{z\ BX} = \frac{r'_6 + r_{6'3}}{2\pi [C_{6'3} + (1 + S_i R_H) C_K] r'_6 r_{6'3}} = f_{p\ BX} \left(1 + \frac{r_{6'3}}{r'_6}\right). \quad (4.22)$$

которые соответственно меньше f_{h21} и f_{y21} . Входное сопротивление носит емкостный характер, но при $f \rightarrow 0$ и $f \rightarrow \infty$ оно оказывается активным и равным $r'_6 + r_{6'3} = h_{113}$ и r'_6 . Поскольку входное сопротивление каскада (при $f \rightarrow 0$) известно, то можно найти сквозной коэффициент усиления каскада с ОЭ (рис. 4.5, а):

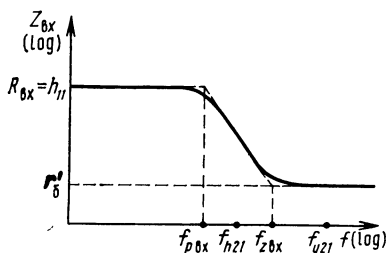


Рис. 4.6. Частотная характеристика входного сопротивления с ОЭ

$$K_E = \frac{U_{кэ\ m}}{E_r\ m} = \frac{U_{6'3\ m} R_H S_i}{E_r\ m} = \frac{r_{6'3} S_i R_H}{R_r + r'_6 + r_{6'3}} = \frac{h_{213} R_H}{R_r + h_{113}}; \quad (4.23)$$

при этом коэффициент усиления

$$K = (K_E)_{R_r=0} = \frac{r_{6'3} S_i R_H}{r'_6 + r_{6'3}} = \frac{h_{213} R_H}{h_{113}}. \quad (4.24)$$

Эквивалентные схемы на рис. 4.5 с достаточной для практики точностью описывают поведение транзистора в диапазоне частот от нуля до $(0,5 \dots 0,7) f_{rp}$. Для области нижних частот $(0 \dots 0,1 f_{h21})$ более удобной является эквивалентная схема, не содержащая емкостей $C_{6'3}$ и C_K , что позволяет объединить сопротивления $r'_6 + r_{6'3} = h_{113} = 1/y_{113}$ (рис. 4.7, а). Кроме того, за напряжение, управляющее зависимым источником тока, принимается существующее на входе, т. е. на базе U_{63m} , при замене параметра S_i проводи-

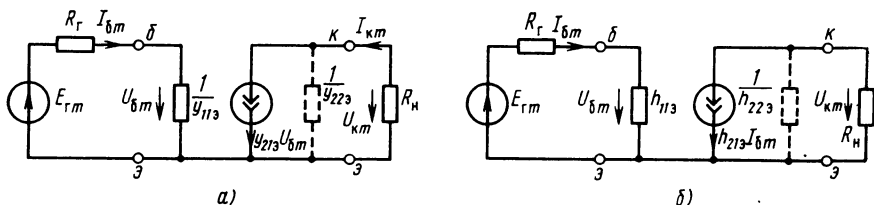


Рис. 4.7. Эквивалентные схемы биполярного транзистора для области нижних частот

мостью прямой передачи $y_{21э}$, что вытекает из системы y -параметров:

$$I_{6m} = y_{11э} U_{6эm} + y_{12э} U_{кэm}, \quad (4.25)$$

$$I_{кm} = y_{21э} U_{6эm} + y_{22э} U_{кэm}. \quad (4.26)$$

Так как согласно рис. 4.5,а $U_{6'эm} = U_{6эm} r_{6'э} / (r'_{6} + r_{6'э})$ и $S_i U_{6'эm} = y_{21э} U_{6эm}$, то

$$S_i = \frac{y_{21э} (r'_{6} + r_{6'э})}{r_{6'э}} = \frac{y_{21э} h_{11э}}{r_{6'э}^{*}}. \quad (4.27)$$

При включении по схеме с ОЭ проводимость обратной передачи $y_{12э}$ при $f \rightarrow 0$ становится вещественной и практически не сказывается на работе каскада. Нередко пренебрегают влиянием и выходной проводимости $y_{22э}$, при $y_{12э} = 0$ равной $h_{22э}$ (рис. 4.7, б). Сравнивая (4.17), (4.19) с (4.25), (4.26), несложно заметить, что при $y_{12э} = 0$ и $h_{12э} = 0$ (рис. 4.7, б)

$$y_{11э} = 1/h_{11э}, \quad (4.28)$$

$$y_{21э} = h_{21э}/h_{11э}, \quad (4.29)$$

$$S_i = h_{21э}/r_{6'э}, \quad (4.30)$$

$$y_{22э} = h_{22э}. \quad (4.31)$$

А если $R_H \rightarrow 0$, то $U_{кэm} \rightarrow 0$ и

$$h_{21э} = I_{кm}/I_{6m}. \quad (4.32)$$

Коэффициент усиления

$$K = U_{кэm}/U_{6эm} = y_{21э} R_H = h_{21э} R_H/h_{11э}, \quad (4.33)$$

$$K_E = U_{кэm}/E_{Гm} = y_{21э} R_H / (1 + y_{11э} R_H) = h_{21э} R_H / (R_H + h_{11э}). \quad (4.34)$$

Выходное сопротивление, как видно из рис. 4.5 а, от частоты зависит довольно сложно; практически, поскольку $Z_{вых} \gg R_H$, эта зависимость не представляет интереса.

Нелинейные искажения, возникающие за счет нелинейности характеристик i_B ($u_{Бэ}$), i_K ($u_{Бэ}$), i_E ($i_{Бэ}$), зависят от амплитуды сигнала (который условимся считать гармоническим) и от сопротивлений R_H и R_H . При $R_H \ll R_{вх}$ напряжение на входе транзистора (рис. 4.2) $u_{6э} = e_r - R_H i_6$ можно принять равным e_r . При гармоническом $u_{6э} \approx e_r$ характер искажений был рассмотрен в § 2.7 (рис. 2.25), где отмечалось, что при неравных размахах выходного тока существуют четные гармоники, из которых особенно заметна вторая; при этом коэффициент гармоник велик.

Если же $R_H \gg R_{вх}$, то $i_6 = e_r / (R_H + R_{вх}) \approx e_r / R_H$ и в этом случае транзистор возбуждается гармоническим током. Для установления характера нелинейных искажений следует обратиться к зависимости $i_K = f(i_B)$ (рис. 4.8), из которой видно, что и при $R_H \gg R_{вх}$ размахи выходного тока значительно отличаются, значит, велик коэффициент гармоник; но здесь положительный размах тока, в отличие от рис. 2.25, меньше отрицательного, а это свидетель-

ствуется о противоположном знаке фазы второй гармоники по сравнению с рис. 2.25. При постепенном изменении R_r резкое изменение фазы второй гармоники на 180° возможно только при некотором значении $R_r = R_{r \text{ опт}}$, когда $I_{km2} = 0$, а коэффициент гармоник минимален (рис. 4.9). Интересно, что по данным эксперимента $R_{r \text{ опт}} \approx \approx R_{вх}$. В среднем уровень нелинейных искажений каскада ОЭ велик, $k_{г \text{ мин}}$ может достигать до 5 ... 10 %.

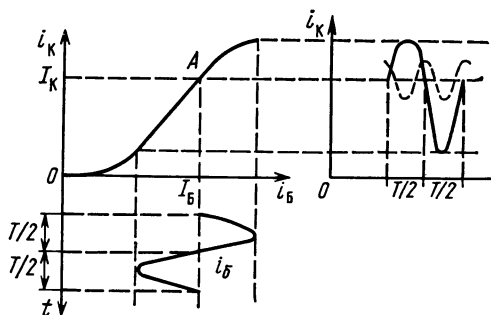


Рис. 4.8. Характер нелинейных искажений при возбуждении каскада с ОЭ гармоническим током

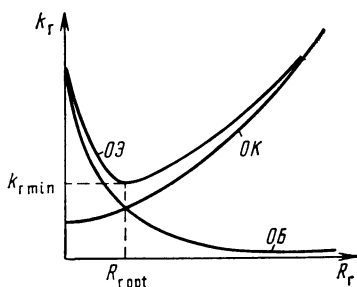


Рис. 4.9. Зависимость коэффициента гармоник от сопротивления источника сигнала для каскадов с ОЭ, ОБ, ОК

4.1.2. КАСКАД С ОБЩЕЙ БАЗОЙ

В этом каскаде (рис. 4.10) входное напряжение приложено к точкам э—б, а усиленное напряжение снимается с точек к—б. Направления переменных составляющих токов транзистора совпадают

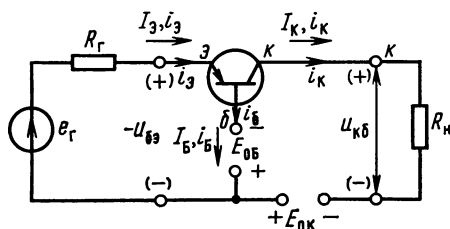


Рис. 4.10. Схема каскада с ОБ

ют с направлениями постоянных составляющих, поскольку на базу поступает отрицательное входное напряжение. В соответствии с направлением переменного составляющей коллекторного тока выходное напряжение оказывается такой же полярности, что и входное. Это означает, что каскад с ОБ не инвертирует сигнал.

Так как в рассматриваемом случае $K = U_{кб \text{ м}} / U_{бэ \text{ м}}$, а

$$U_{кб \text{ м}} = U_{бэ \text{ м}} + U_{кэ \text{ м}}, \quad (4.35)$$

то каскад с ОБ способен усиливать напряжение не хуже, чем каскад с ОЭ; при этом $0 < K < 1 + |k_{21э}|$. Выражая все напряжения через токи и используя равенства (4.19), (4.28), (4.29), (4.32) и (4.35), коэффициент усиления представим в виде при $U_{кэ \text{ м}} \gg U_{бэ \text{ м}}$

$$K = y_{21э} R_n = h_{21э} R_n / h_{11э}. \quad (4.36)$$

В режиме короткого замыкания K_I становится максимальным и равным

$$K_{I \max} = |h_{21 \delta}| = h_{21 \delta} / (1 + h_{21 \delta}). \quad (4.37)$$

Коэффициент усиления мощности каскада с ОБ $K_P = K K_I$, в общем меньший, чем у каскада с ОЭ, может быть, тем не менее, больше единицы.

Входное сопротивление каскада с ОБ вследствие потребления им от источника сигнала большого тока — тока эмиттера — довольно мало: $R_{вх} = U_{бэм} / I_{эм} = U_{бэм} / (I_{бм} + I_{км})$. Учитывая, что при $R_n \approx 0$ справедливы равенства (4.18) и (4.32), получаем

$$R_{вх} = h_{11 \delta} / (1 + h_{21 \delta}) = h_{11 \delta}. \quad (4.38)$$

А если в цепи между базой и общим проводом присутствует сопротивление R_6 (для переменного тока), то

$$R_{вх} = (h_{11 \delta} + R_6) / (1 + h_{21 \delta}). \quad (4.39)$$

У маломощных транзисторов $R_{вх}$ может быть порядка единиц или десятков ом, а у мощных — меньше одного ома.

Выходное сопротивление каскада с ОБ больше, чем у каскада с ОЭ, поскольку каскад с ОБ представляет собой каскад с ОЭ, охваченный 100%-ной параллельной ОС по току (ср. схему на рис. 4.11 со схемами на рис. 3.8 и 3.9). Отрицательный характер ОС вытекает из того, что в узле 1 (см. гл. 3) часть входного тока i_3 потребляется цепью ОС (ток i_k), и в усилитель (каскад с ОЭ) поступает ослабленный ток $i_6 = i_3 - i_k$. Делитель тока, в отличие от схемы на рис. 3.8, здесь отсутствует, а это значит, что выходной ток i_k полностью поступает обратно во входную цепь.

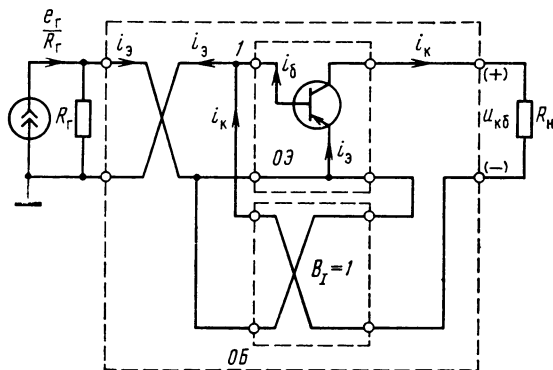


Рис. 4.11. Представление каскада с ОБ в виде каскада с ОЭ, охваченного 100%-ной параллельной ОС по току

Как было показано в гл. 3, при параллельной ОС по току выходное сопротивление устройства, которое можно определить по (3.48) и (3.10) больше, чем у самого усилителя, а входное сопротивление — меньше.

Для определения глубины ОС, от которой зависит выходное сопротивление, допустим, что в коллекторной цепи возник ток s

амплитудой $I_{км}$. Этот ток, проходя через сопротивление R_r , создает на нем напряжение $\underline{U}_{бэм} = -R_r I_{км}$, под действием которого в коллекторной цепи появится ток с амплитудой $I'_{км} = y_{21э} \underline{U}_{бэм} = -y_{21э} R_r I_{км}$. Коэффициент петлевого усиления равен отношению токов $\underline{K}_п = I'_{км} / I_{км} = -y_{21э} R_r = \underline{T}$, а глубина ОС в режиме короткого замыкания на выходе согласно (3.10) $\underline{F} = 1 + \underline{T} = 1 + y_{21э} R_r = \underline{F}_{2к}$. Так как без ОС выходное сопротивление транзистора (при схеме с ОЭ) близко к $1/y_{22э} \approx 1/h_{22э}$, то в схеме с ОБ

$$R_{вх} \approx \frac{1 + y_{21э} R_r}{y_{22э}} = \frac{1 + h_{21э} R_r / h_{11э}}{h_{22э}}. \quad (4.40)$$

Если между базой и общим проводом находится сопротивление $R_б$, переменному току, то возвратное отношение, глубина ОС и выходное сопротивление уменьшаются; вместо (4.40) в таком случае

$$R_{вх} \approx \frac{1 + h_{21э} R_r / (h_{11э} + R_б)}{h_{22э}}. \quad (4.41)$$

Напомним, что свойства параллельной ОС проявляются полнее при увеличении сопротивления источника сигнала, а при $R_r = 0$, чему соответствует $\underline{Y}_1 = \infty$ на рис. 3.2 и 3.8, обратная связь не действует и каскад с ОБ по ряду свойств не отличается от каскада с ОЭ. Но при $R_r \gg R_{вх}$ обратная связь способствует постоянству сквозного коэффициента усиления, частота $f_{в\sqrt{2}}$ приблизительно равна граничной частоте передачи тока $f_{гп} = h_{21э} f_{h21}$.

Зависимость $\underline{Z}_{вх}$ и $\underline{K}_э$ от частоты можно установить, исследуя эквивалентную схему (рис. 4.12), вытекающую из схем на рис. 4.5, а и 4.10. Особенностью каскада с ОБ является слабое влияние емкости C_k , так как ток $I_{с\text{мк}}$, потребляемый ею в области даже довольно высоких частот (до $0,3f_{гп}$), не превышает ток через $r'_б$, и, кроме того, $I_{с\text{мк}} \leq I_{км}$. При $C_k = 0$ ток и напряжения связаны уравнениями

$$\begin{aligned} I_{э\text{м}} &= \underline{Y}_{б'э} \underline{U}_{б'э\text{м}} + S_i \underline{U}_{б'э\text{м}}, \\ \underline{U}_{б'э\text{м}} &= \frac{-\underline{U}_{бэ\text{м}} / \underline{Y}_{б'э}}{r'_б + 1 / \underline{Y}_{б'э}} = - \frac{\underline{U}_{бэ\text{м}}}{1 + r'_б \underline{Y}_{б'э}}, \end{aligned} \quad (4.42)$$

где

$$\underline{Y}_{б'э} = g_{б'э} + j\omega C_{б'э}, \quad (4.43)$$

$$g_{б'э} = 1/r_{б'э}. \quad (4.44)$$

Из приведенных соотношений следует, что

$$\underline{I}_{э\text{м}} = - \frac{(g_{б'э} + S_i + j\omega C_{б'э})' \underline{U}_{бэ\text{м}}}{1 + r'_б (g_{б'э} + j\omega C_{б'э})}. \quad (4.45)$$

Отношение $-\underline{U}_{бэ\text{м}} / \underline{I}_{э\text{м}}$ представляет собой входное сопротивление каскада с ОБ

$$\underline{Z}_{вх} = \frac{1 + r'_б (g_{б'э} + j\omega C_{б'э})}{g_{б'э} + S_i + j\omega C_{б'э}} \quad (4.46)$$

или

$$\underline{Z}_{вх} = \frac{R_{вх} (1 + j f / f_{y21})}{1 + j f / (f_{h21} + f_{гp})}, \quad (4.47)$$

где, как видно из (4.46), при $f \rightarrow 0$

$$R_{вх} = \frac{1 + r'_{бг} g_{б'э}}{g_{б'э} + S_i} = \frac{r'_{бг} + r_{б'э}}{1 + S_i r_{б'э}}, \quad (4.48)$$

или на основании (4.28), (4.29) и (4.38)

$$R_{вх} = 1 / (y_{11э} + y_{21э}). \quad (4.49)$$

Малое значение $\underline{Z}_{вх}$ при $f \rightarrow 0$ и $R_{н} \approx 0$ (рис. 4.13) физически объясняется влиянием параллельной ОС по току. При повышении частоты усилительные свойства каскада с ОЭ ухудшаются, обратная связь действует слабее, что и приводит к возрастанию входного сопротивления. В интервале от f_{y21} до $f_{h21} + f_{гp}$ входное сопротивление имеет индуктивный характер.

При значительном сопротивлении нагрузки ($1/R_{н} \approx 0$) обратная связь действует слабо и входное сопротивление каскада с ОБ при $f \rightarrow 0$ близко к $h_{11э} = r'_{бг} + r_{б'э}$. С повышением частоты $\underline{Z}_{вх}$ уменьшается так же, как и у каскада с ОЭ (рис. 4.6).

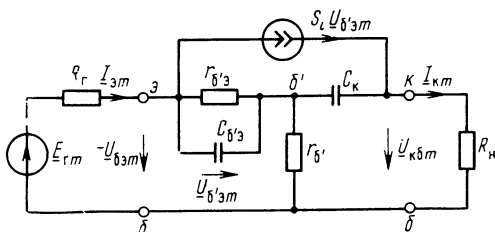


Рис. 4.12. Эквивалентная схема каскада с ОБ

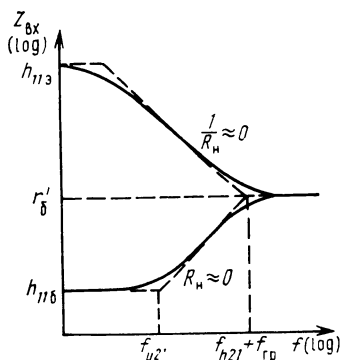


Рис. 4.13. Частотные характеристики входного сопротивления каскада с ОБ

Выходное напряжение $\underline{U}_{кбm} = R_{н} I_{кm}$ (рис. 4.12), а $I_{кm} \approx S_i \underline{U}_{б'эм}$, отсюда, используя (4.42) и (4.43), находим коэффициент усиления

$$\underline{K} = \frac{\underline{U}_{кбm}}{-\underline{U}_{бэм}} = \frac{S_i R_{н}}{1 + r'_{бг} Y_{б'э}} = \frac{S_i R_{н}}{1 + r'_{бг} g_{б'э} + j \omega C_{б'э} r'_{бг}}. \quad (4.50)$$

По известному значению $\underline{Z}_{вх}$ [формула (4.46)] несложно найти сквозной коэффициент усиления и частоту $f_{в \sqrt{2}}$:

$$\underline{K}_E = \frac{\underline{U}_{кбm}}{\underline{E}_{гm}} = \frac{S_i r'_{б'э} R_{н}}{R_{г} + r'_{бг} + r_{б'э} + S_i r'_{б'э} R_{г} + j \omega C_{б'э} r_{б'э} (R_{г} + r'_{бг})}, \quad (4.51)$$

$$f_{в \sqrt{2}} = f_p = \frac{R_{г} + r'_{бг} + r_{б'э} + S_i r'_{б'э} R_{г}}{2\pi C_{б'э} r_{б'э} (R_{г} + r'_{бг})}. \quad (4.52)$$

При $R_{н} \approx 0$ $f_{y21} < f_{в \sqrt{2}} < f_{h21} + f_{гp}$, а при $R_{г} = R_{н} = 0$ на основании (4.11) и (4.16) $f_{в \sqrt{2}} = f_{y21}$, как и у каскада с ОЭ в этих же условиях.

В области малых частот, т. е. при $f \rightarrow 0$,

$$K_E = \frac{S_i r_{6'3} R_H}{R_r + r'_{6'} + r_{6'3} + S_i r_{6'3} R_r} \quad (4.53)$$

или в соответствии с (4.19) и (4.28) — (4.30)

$$K_E = \frac{y_{213} R_H}{1 + (y_{113} + y_{213}) R_r} = \frac{h_{213} R_H}{h_{113} + (1 + h_{213}) R_r} \quad (4.54)$$

Сквозной коэффициент усиления каскада с ОБ меньше, чем у каскада с ОЭ, а при $R_r = R_H$ он становится меньше единицы. Это обусловлено его весьма малым входным сопротивлением.

Нелинейные искажения рассматриваемого каскада при $R_r = 0$ не отличаются от нелинейных искажений у каскада с ОЭ, поскольку параллельная ОС в этих условиях не действует; при увеличении R_r влияние ОС становится заметнее и K_r уменьшается (рис. 4.9). В среднем по сравнению с каскадом с ОЭ каскад с ОБ характеризуется меньшим уровнем нелинейных искажений.

4.1.3. КАСКАД С ОБЩИМ КОЛЛЕКТОРОМ

Если пренебречь сопротивлениями источников питания, то оказывается, что входное напряжение приложено к точкам б—к (рис. 4.14), а выходное снимается с точек э—к. Напряжение u_{63} составляет часть $u_{6к}$, на базу оно поступает со знаком плюс, а на эмиттер — со знаком минус, так же как и у каскада с ОЭ. Как

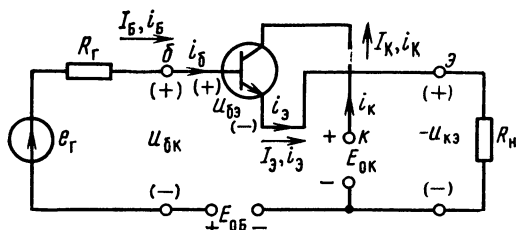


Рис. 4.14. Схема каскада с ОК

показывают направления переменных составляющих токов i_b , i_k , $i_э$, каскад с ОК сохраняет полярность сигнала, т. е. является неинвертирующим. Так как

$$u_{6к} = -u_{6э} - u_{кэ}, \quad (4.55)$$

то на основании (4.35)

$$K = U_{кэ м} / U_{6к м} = U_{кэ м} / (U_{6э м} + U_{кэ м}) < 1,$$

откуда следует, что рассматриваемый каскад не обладает способностью усиливать напряжение.

Поскольку $U_{кэ м} = R_H I_{э м} = R_H (I_{6 м} + I_{к м})$, а согласно (4.18) и (4.32) $U_{6э м} = h_{113} I_{6 м}$ и $I_{к м} / I_{6 м} = h_{213}$, то

$$K = \frac{(1 + h_{213}) R_H}{h_{113} + (1 + h_{213}) R_H} = \frac{(y_{113} + y_{213}) R_H}{1 + (y_{113} + y_{213}) R_H} \quad (4.56)$$

Коэффициент усиления тока может (обычно так и бывает) быть больше единицы

$$K_I = I_{э м} / I_{6 м} = (I_{6 м} + I_{к м}) / I_{6 м}.$$

Максимальным K_I оказывается при $R_H = 0$, причем

$$K_{I \max} = |h_{213}| = 1 + h_{213}. \quad (4.57)$$

Так как обычно $K \approx 1$, а $K_I \gg 1$, то у каскада с ОК $K_P = K K_I > 1$, т. е. он обладает способностью усиливать мощность.

При наиболее благоприятных для ОС условиях ($R_r=0$, $R_n=\infty$) каскад способен пропускать широкую полосу частот; частота $f_{\text{в}} \sqrt{2}$ приближается к $f_{\text{гр}}$ и зависит от трудно учитываемых факторов.

Для нахождения зависимости параметров каскада от частоты обратимся к его эквивалентной схеме (рис. 4.16). В отличие от

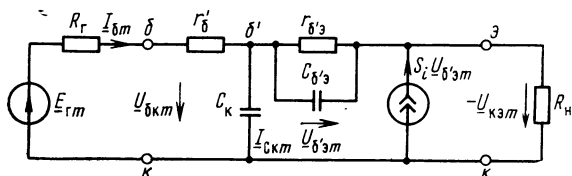


Рис. 4.16. Эквивалентная схема каскада с ОК

каскада с ОБ емкость C_k здесь играет заметную роль. Физически это объясняется тем, что в области верхних частот емкостное сопротивление $1/2\pi f C_k$ оказывается того же порядка, что и входное, которое достаточно велико, влияние емкости особенно ощутимо при большом сопротивлении источника сигнала

Параметры $\underline{Z}_{\text{вх}}$, \underline{K}_E и $\underline{Z}_{\text{вых}}$ определяются из следующих уравнений цепи на рис. 4.16:

$$\begin{aligned} I_{\text{э}m} &= S_i \underline{U}_{\text{б'э}m} + \underline{Y}_{\text{б'э}} \underline{U}_{\text{б'э}m}; \\ I_{\text{б}m} &= (\underline{U}_{\text{бкм}} - \underline{U}_{\text{б'э}m} + \underline{U}_{\text{кэ}m}) / r'_{\text{б}}; \\ \underline{I}_{\text{скм}} &= \underline{I}_{\text{б}m} - \underline{Y}_{\text{б'э}} \underline{U}_{\text{б'э}m} = (\underline{U}_{\text{бкм}} - r'_{\text{б}} \underline{I}_{\text{б}m}) j \omega C_k; \\ -\underline{U}_{\text{кэ}m} &= R_n \underline{I}_{\text{э}m}; \quad \underline{U}_{\text{бкм}} = \underline{E}_{\text{г}m} - R_r \underline{I}_{\text{б}m}, \end{aligned}$$

где

$$\underline{Y}_{\text{б'э}} = g_{\text{б'э}} + j \omega C_{\text{б'э}} \quad \text{и} \quad g_{\text{б'э}} = 1/r_{\text{б'э}}.$$

Пренебрегая слагаемыми, содержащими $(j f)^2$, и полагая

$$C_{\text{б'э}} + C_k \approx C_{\text{б'э}}, \quad (4.60)$$

получаем

$$\underline{Z}_{\text{вх}} = \frac{\underline{U}_{\text{бкм}}}{\underline{I}_{\text{б}m}} = \frac{R_{\text{вх}} (1 + j f / f_{z \text{ вх}})}{1 + j f / f_{p \text{ вх}}}, \quad (4.61)$$

$$K_E(j f) = \frac{-\underline{U}_{\text{кэ}m}}{\underline{E}_{\text{г}m}} = \frac{K_E (1 + j f / f_{z K_E})}{1 + j f / f_{p K_E}},$$

$$\underline{Z}_{\text{вых}} = \frac{R_{\text{вых}} (1 + j f / f_{z \text{ вых}})}{1 + j f / f_{p \text{ вых}}},$$

где $R_{\text{вх}}$ и $R_{\text{вых}}$ определены формулами (4.58) и (4.59), а

$$f_{p \text{ вх}} = 1/2\pi [C_{\text{б'э}} r_{\text{б'э}} + C_k (1 + S_i r_{\text{б'э}}) R_n], \quad (4.62)$$

$$f_{z \text{ вх}} = \frac{r'_{\text{б}} + r_{\text{б'э}} + (1 + S_i R_n) R_n}{2\pi [C_{\text{б'э}} r_{\text{б'э}} (r'_{\text{б}} + R_n) + C_k r'_{\text{б}} (1 + S_i r_{\text{б'э}}) R_n]}, \quad (4.63)$$

$$f_{p \text{ вых}} = \frac{1 + S_i r_{\text{б'э}}}{2\pi [C_{\text{б'э}} r_{\text{б'э}} + C_k (R_r + r_{\text{б'э}}) (1 + S_i r_{\text{б'э}})]}, \quad (4.64)$$

$$f_{z \text{ вых}} = \frac{R_{\Gamma} + r'_{\text{б}} + r_{\text{б}'\text{э}}}{2\pi C_{\text{б}'\text{э}} r_{\text{б}'\text{э}} (R_{\Gamma} + r'_{\text{б}})}, \quad (4.65)$$

$$f_{pK_E} = \frac{R_{\Gamma} + r'_{\text{б}} + r_{\text{б}'\text{э}} + (1 + S_i R_{\text{н}}) R_{\text{н}}}{2\pi [C_{\text{б}'\text{э}} r_{\text{б}'\text{э}} (R_{\Gamma} + r'_{\text{б}} + R_{\text{н}}) + C_{\text{к}} (R_{\Gamma} + r'_{\text{б}}) (1 + S_i r_{\text{б}'\text{э}}) R_{\text{н}}]}, \quad (4.66)$$

$$f_{zK_E} = f_{h_{21}} + f_{\text{пр}}, \quad (4.67)$$

$$K_E = \frac{(1 + S_i r_{\text{б}'\text{э}}) R_{\text{н}}}{R_{\text{н}} + r'_{\text{б}} + r_{\text{б}'\text{э}} + (1 + S_i r_{\text{б}'\text{э}}) R_{\text{н}}} = \frac{(1 + h_{21\text{э}}) R_{\text{н}}}{R_{\Gamma} + h_{11\text{э}} + (1 + h_{21\text{э}}) R_{\text{н}}}. \quad (4.68)$$

В общем случае по известному K_E легко найти $Z_{\text{вых}}$, если представить $K_E(jf)$ дробью вида $\underline{A}R_{\text{н}}/(\underline{B} + R_{\text{н}})$, в которой $\underline{B} = Z_{\text{вых}}$.

Так как для функции $Z_{\text{вх}}(p)$ $f_{p \text{ вх}} < f_{z \text{ вх}}$, то с ростом частоты происходит уменьшение $Z_{\text{вх}}$, которое постепенно прекращается на уровне $Z_{\text{вх}} = r'_{\text{б}}$ (рис. 4.17, а).

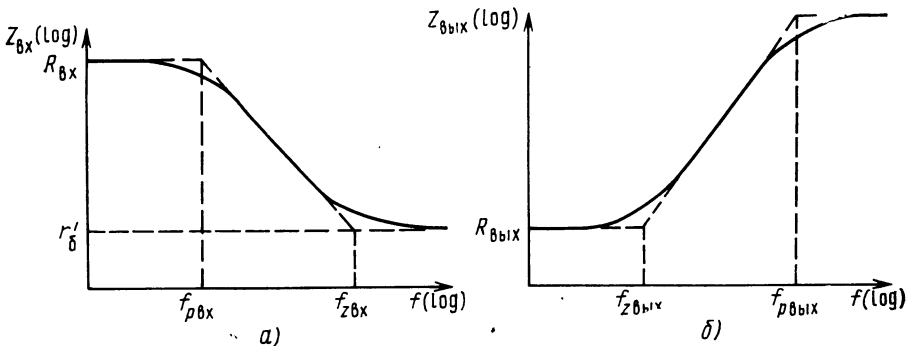


Рис. 4.17. Частотные характеристики входного (а) и выходного (б) сопротивлений каскада с ОК

В отличие от $Z_{\text{вх}}(p)$ для функции $Z_{\text{вых}}(p)$ $f_{p \text{ вых}} > f_{z \text{ вых}}$, за счет чего при повышении частоты выходное сопротивление возрастает (рис. 4.17, б), т. е. оно имеет индуктивный характер.

Нелинейные искажения каскада с ОК минимальны при наибольшей глубине обратной связи, т. е. при $R_{\Gamma} \approx 0$ и $1/R_{\text{н}} \approx 0$; с ростом сопротивления R_{Γ} глубина ОС уменьшается, что способствует возрастанию коэффициента гармоник (рис. 4.9).

В силу того что напряжение на выходе каскада с ОК, «снижаемое с эмиттера», по значению и полярности близко к действующему на входе и как бы повторяет его, такой каскад весьма часто называют эмиттерным повторителем.

Попутно следует отметить, что полученные при исследовании каскадов выражения могут быть упрощены, если коэффициент усиления тока в схеме ОЭ $h_{21\text{э}} > 10 \dots 20$. При таком соотношении

в соответствующих формулах допустимо положить $1 + h_{21э} \approx h_{21э}$, $g_{6'э} + S_i \approx S_i$, $f_{h21} + f_{гp} \approx f_{гp}$ и, кроме того, при $S_i R_H > 10 \dots 20$ принять $1 + S_i R_H \approx S_i R_H$.

4.1.4. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ КАСКАДОВ С ОЭ, ОБ И ОК

Пример 1. Требуется определить параметры эквивалентной схемы бескорпусного кремниевого СВЧ транзистора типа КТ324Е [6] и параметры каскадов, работающих от источника сигнала с сопротивлением $R_i = 300$ Ом на нагрузку R_H с таким же сопротивлением, исходя из следующих условий: режим работы по постоянному току $U_{КЭ} = 3$ В, $I_K = 3$ мА; параметры транзистора: $h_{21э \min} = 60$, $h_{21э \max} = 250$, $C_K = 2,5$ пФ, постоянная времени цепи ОС $\tau_K = C_K r'_6 = 180$ пс, $h_{22э} = 40$ мксм, $C_K = 2,5$ пФ, причем на частоте $f = 100$ МГц $h_{21э}(f) = 6$.

Ввиду значительного разброса параметра $h_{21э}$ его среднее значение принимается равным

$$h_{21э} = \sqrt{h_{21э \min} h_{21э \max}} = \sqrt{60 \cdot 250} = 123. \quad (4.69)$$

Граничная частота передачи тока в схеме с ОЭ $f_{г1} = f_{h21э}(f) = 100 \cdot 6 = 600$ МГц. Сопротивление базы $r'_6 = \tau_K / C_K = 180 / 2,5 = 72$ Ом, а $r_{6'э}$ находится из условия [7]

$$r_{6'э} \approx (1 + h_{21э}) / \gamma I_K, \quad (4.70)$$

где $\gamma = 25$ В⁻¹ для кремниевого транзистора, поэтому $r_{6'э} \approx (1 + 123) / 25 \cdot 3 = 1,65$ кОм.

Для расчета остальных параметров следует обратиться к соотношениям (4.7), (4.10), (4.11), (4.19) и (4.28) — (4.30):

$$f_{h21} = f_{гp} / h_{21э} = 600 / 123 = 4,88 \text{ МГц},$$

$$C_{6'э} = 1 / 2\pi f h_{21э} r_{6'э} = 0,159 / (4,88 \cdot 10^6 \cdot 1650) = 2 \cdot 10^{-12} \text{ Ф},$$

$$f_{y21э} = f_{h21э} (1 + r_{6'э} / r'_6) = 4,88 (1 + 1650 / 72) = 117 \text{ МГц},$$

$$h_{11э} = r'_6 + r_{6'э} = 72 + 1650 = 1722 \text{ Ом},$$

$$y_{11э} = 1 / h_{11э} = 1 / 1722 = 0,583 \cdot 10^{-3} \text{ См} = 0,583 \text{ мСм},$$

$$y_{21э} = h_{21э} / h_{11э} = 123 / 1722 = 71,5 \cdot 10^{-3} \text{ См} = 71,5 \text{ мСм},$$

$$S_i = h_{21э} / r_{6'э} = 123 / 1650 = 0,0747 \text{ См} = 74,7 \text{ мСм}.$$

Каскад с общим эмиттером. Расчет параметров выполняется по формулам (4.2), (4.3), (4.12), (4.16), (4.21), (4.22), (4.33) и (4.34):

$$K_I = h_{21э} = 123,$$

$$R_{вх} \approx h_{11э} = 1722 \text{ Ом}, \quad R_{вых} \approx 1 / h_{22э} = 1 / 40 = 0,025 \text{ МОм} = 25 \text{ кОм},$$

$$C_0 = C_{6'э} + (1 + S_i R_H) C_K = 20 + (1 + 74,7 \cdot 0,3) 2,5 = 78,5 \text{ пФ},$$

$$f_{в \sqrt{2}} = f_p = \frac{R_{г1} + r'_6 + r_{6'э}}{2\pi C_0 (R_{г1} + r'_6) r_{6'э}} = \frac{300 + 1722}{6,28 \cdot 78,5 \cdot 10^{-12} (300 + 72) 1650} = 6,7 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 6,7 \text{ МГц},$$

$$f_{p \text{ вх}} = 1 / 2\pi C_0 r_{6'э} = 0,159 / 78,5 \cdot 10^{-12} \cdot 1650 = 1,25 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 1,25 \text{ МГц},$$

$$f_{z \text{ вх}} = f_{p \text{ вх}} (1 + r_{6'э} / r'_6) = 1,25 (1 + 1650 / 72) = 30 \text{ МГц},$$

$$K = y_{21э} R_H = 71,5 \cdot 0,3 = 21,5,$$

$$K_E = \frac{y_{21э} R_H}{1 + y_{11э} R_{г1}} = \frac{71,5 \cdot 0,3}{1 + 0,583 \cdot 0,3} = 18,5.$$

Каскад с общей базой. Для расчета показателей используются выражения (4.36)—(4.38), (4.40), (4.48), (4.52) и (4.54):

$$\begin{aligned}
 K &= y_{213} R_H = 71,5 \cdot 0,3 = 21,5; \\
 K_I &= |h_{213}| = h_{213} / (1 + h_{213}) = 123 / (1 + 123) = 0,992; \\
 R_{BX} &= h_{113} / (1 + h_{213}) = 1722 / (1 + 123) = 13,9 \text{ Ом}; \\
 R_{ВЫХ} &= \frac{1 + y_{213} R_H}{y_{223}} = \frac{1 + y_{213} R_H}{h_{223}} = \frac{1 + 71,5 \cdot 0,3}{0,04} = 551 \text{ кОм}; \\
 f_{P \text{ ВХ}} &= f_{h21} + f_{r1} \approx f_{rP} = 600 \text{ МГц}, \\
 f_{z \text{ ВХ}} &= f_{y21} = 117 \text{ МГц}; \\
 f_{B \sqrt{2}} &= f_P = \frac{R_H + r'_6 + r_{6'3} + S_i r_{6'3} R_H}{2\pi C_{6'3} r_{6'3} (R_H + r'_6)} = \\
 &= \frac{0,159 [300 + 72 + 1650 + 0,0747 \cdot 1650 \cdot 300]}{20 \cdot 10^{-12} \cdot 1650 (300 + 72)} = 505 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 505 \text{ МГц}; \\
 K_E &= \frac{y_{213} R_H}{1 + (y_{113} + y_{213}) R_H} = \frac{71,5 \cdot 0,3}{1 + (0,583 + 71,5) 0,3} = 0,935.
 \end{aligned}$$

Каскад с общим коллектором. Показатели каскада находим по формулам (4.56)—(4.59), (4.62)—(4.68):

$$\begin{aligned}
 K &= \frac{(y_{11} + y_{21}) R_H}{1 + (y_{11} + y_{21}) R_H} = \frac{(0,583 + 71,5) 0,3}{1 + (0,583 + 71,5) 0,3} = 0,984; \\
 K_I &= 1 + h_{213} = 1 + 123 = 124; \\
 R_{BX} &= h_{113} + (1 + h_{213}) R_H = 1722 + (1 + 123) 300 = 38900 \text{ Ом}; \\
 R_{ВЫХ} &= \frac{R_H + h_{113}}{1 + h_{213}} = \frac{300 + 1722}{1 + 123} = 16,3 \text{ Ом}, \\
 f_{P \text{ ВХ}} &= \frac{1}{2\pi [C_{6'3} r_{6'3} + C_K (1 + S_i r_{6'3}) R_H]} = \\
 &= \frac{0,159}{[20 \cdot 1650 + 2,5 (1 + 0,0747 \cdot 1650) 300] \cdot 10^{-12}} = 1,26 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 1,26 \text{ МГц}, \\
 f_{z \text{ ВХ}} &= \frac{r'_6 + r_{6'3} + (1 + S_i r_{6'3}) R_H}{2\pi [C_{6'3} (r'_6 + R_H) + C_K r'_6 (1 + S_i r_{6'3}) R_H]} = \\
 &= \frac{0,159 [72 + 1650 + (1 + 0,0747 \cdot 1650) 300]}{[20 \cdot 1650 (72 + 300) + 2,5 \cdot 72 (1 + 0,0747 \cdot 1650) 300] \cdot 10^{-12}} = \\
 &= 326 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 326 \text{ МГц}, \\
 f_{P \text{ ВЫХ}} &= \frac{1 + S_i r_{6'3}}{2\pi [C_{6'3} r_{6'3} + C_K (R_H + r'_6) (1 + S_i r_{6'3})]} = \\
 &= \frac{0,159 (1 + 0,0747 \cdot 1650)}{\{20 \cdot 1650 + 2,5 (300 + 72) (1 + 0,0747 \cdot 1650)\} \cdot 10^{-12}} = 133 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 133 \text{ МГц}, \\
 f_{z \text{ ВЫХ}} &= \frac{R_H + r'_6 + r_{6'3}}{2\pi C_{6'3} r_{6'3} (R_H + r'_6)} = \frac{0,159 (300 + 72 + 1650)}{20 \cdot 1650 (300 + 72) \cdot 10^{-12}} = \\
 &= 26,2 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 26,2 \text{ МГц},
 \end{aligned}$$

$$f_{pK_E} = \frac{R_r + r'_{\sigma} + r_{\sigma'_{\Sigma}} + (1 + S_i r_{\sigma'_{\Sigma}}) R_H}{2\pi [C_{\sigma'_{\Sigma}} r_{\sigma'_{\Sigma}} (R_r + r'_{\sigma} + R_H) + C_H (R_r + r'_{\sigma}) (1 + S_i r_{\sigma'_{\Sigma}}) R_H]} =$$

$$= \frac{0,159 [300 + 72 + 1650 + (1 + 0,0747 \cdot 1650) 300]}{[20 \cdot 1650 (300 + 72 + 300) + 2,5 (300 + 72) (1 + 0,0747 \cdot 1650) 300] \cdot 10^{-12}} =$$

$$= 110 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 110 \text{ МГц},$$

$$f_{zK_E} = f_{h_{21\beta}} + f_{rp} \approx f_{rp} = 600 \text{ МГц},$$

$$K_E = \frac{(1 + h_{21\beta}) R_H}{R_r + h_{11\beta} + (1 + h_{21\beta}) R_H} = \frac{1 + 123}{300 + 1722 + (1 + 123) 300} = 0,948.$$

Результаты выполненных расчетов сведены в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Зависимость параметров каскадов от схемы включения транзисторов

Схемы вклю- чения тран- стора	K	K_I	K_E	K_P	f_{pK_E} , МГц	f_{zK_E} , МГц	$R_{вх}$, Ом	$f_{pвх}$, МГц	$f_{zвх}$, МГц	$R_{вых}$, кОм	$f_{pвых}$, МГц	$f_{zвых}$, МГц
ОЭ	21,5	123	18,2	2650	6,7	—	1722	1,25	30	25	—	1
ОБ	21,5	0,992	0,935	21,3	505	—	13,9	600	117	551	—	—
ОК	0,984	124	0,948	122	110	600	38900	1,26	326	0,0163	133	26,2

4.2. СОСТАВНЫЕ ТРАНЗИСТОРЫ

Под составными транзисторами принято понимать комбинацию из двух каскадно включенных транзисторов, особенно при непосредственной связи между ними, т. е. при прямом соединении выходного электрода первого транзистора с входным электродом второго.

Составной транзистор обычно имеет три электрода (вывода), эквивалентные по своему использованию базе, коллектору и эмиттеру, т. е. он ведет себя как одиночный транзистор, но обладает, естественно, своими параметрами. Иначе говоря, с точки зрения усилительных свойств, влияния дестабилизирующих факторов и, в известной мере, частотных свойств составной транзистор может быть заменен одним эквивалентным, используемым при любом способе включения: с ОЭ, ОБ и ОК.

К составным транзисторам, вообще говоря, удобно отнести не только устройства, содержащие каскадно соединенные транзисторы, но также и комбинации из транзистора и резисторов, включенных в цепь базы или эмиттера (рис. 4.18, 4.19). Для их анализа используем уже встречающиеся допущения $h_{12\beta} \approx 0$ и $h_{22\beta} \approx 0$, вытекающие из эквивалентных схем на рис. 4.5,а и особенно на рис. 4.7,б, относящихся к области малых частот ($f \ll f_{h_{21}}$). Если принять во внимание комплексность $h_{11\beta}$ и $h_{21\beta}$, то приближенно эта схема окажется пригодной и для области верхних частот.

Схема на рис. 4.18,а аналогична схеме каскада с ОК, у которого $R_H = R_3$. При этом его входное сопротивление согласно (4.58) равно $h_{113} + (1 + h_{213})R_3$; отсюда следует, что для рассматриваемого составного транзистора

$$h_{113} = h_{1131} + (1 + h_{2131})R_3, \quad (4.71)$$

где h_{1131} и h_{2131} — параметры транзистора, входящего в составную схему. Коэффициент усиления тока h_{213} , равный отношению I_{km} к I_{6m} , при использовании R_3 остается прежним, т. е. $h_{213} = h_{2131}$, а проводимость прямой передачи y_{213} уменьшается

$$y_{213} = h_{213}/h_{113} = h_{2131}/[h_{1131} + (1 + h_{2131})R_3]. \quad (4.72)$$

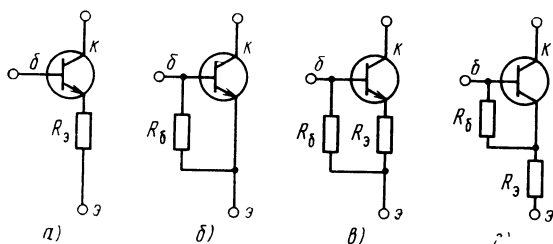


Рис. 4.18. Схемы однокаскадных составных транзисторов

В области верхних частот параметры транзистора h_{113} , h_{213} и y_{213} следует заменить на $h_{113}(jf)$, $h_{213}(jf)$ и $y_{213}(jf)$. Для $h_{213}(jf)$ было справедливо выражение (4.4), аналогично определяется $y_{213}(jf)$:

$$y_{213}(jf) = y_{213}/(1 + jf/f_{y21}), \quad (4.73)$$

а из (4.29) видно, что

$$h_{113}(jf) = \frac{h_{213}(jf)}{y_{213}(jf)} = \frac{(1 + jf/f_{y21})h_{113}}{1 + jf/f_{h21}}. \quad (4.74)$$

При этом $h_{213}(jf) = h_{2131}(jf)$, а также $f_{h21} = f_{h211}$.

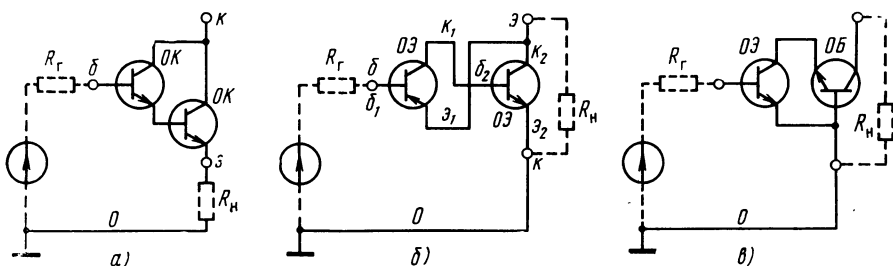


Рис. 4.19. Схемы двухкаскадных составных транзисторов

Для нахождения частоты f_{y21} по эквивалентному параметру y_{213} используется формула (4.29) в такой записи

$$y_{21}(jf) = \frac{h_{2131}(jf)}{h_{1131}(jf) + [1 + h_{2131}(jf)]}. \quad (4.75)$$

Затем, заменив $h_{2131}(jf)$ и $h_{1131}(jf)$ их развернутыми значениями из (4.4) и (4.73), получаем

$$f_{y21} = \frac{[h_{11\varnothing 1} + (1 + h_{21\varnothing 1}) R_3] f_{y21,1}}{h_{11\varnothing 1} + f_{y21,1} R_3 / f_{h21,1}}. \quad (4.76)$$

При шунтировании промежутка база — эмиттер резистором R_3 (рис. 4.18,б) входное сопротивление уменьшается

$$h_{11\varnothing} = h_{11\varnothing 1} R_6 / (h_{11\varnothing 1} + R_6), \quad (4.77)$$

проводимость прямой передачи не изменяется

$$y_{21\varnothing} = y_{21\varnothing 1}, \quad (4.78)$$

а коэффициент усиления тока снижается во столько же раз, что и входное сопротивление:

$$h_{21\varnothing} = h_{11\varnothing} y_{21\varnothing} = h_{21\varnothing 1} R_6 / (h_{11\varnothing 1} + R_6). \quad (4.79)$$

Заменяя здесь $h_{11\varnothing 1}$ на $(1 + jf/f_{y21,1}) h_{11\varnothing 1} / (1 + jf/f_{h21,1})$ и $h_{21\varnothing 1}$ на $h_{21\varnothing 1} / (1 + jf/f_{h21,1})$ и выполняя преобразования, аналогичные использованным при выводе формулы (4.76), получаем

$$f_{h21} = \frac{(h_{11\varnothing 1} + R_6) f_{h21,1}}{R_6 + f_{h21,1} h_{11\varnothing 1} / f_{y21,1}}. \quad (4.80)$$

Поскольку параметр $y_{21} = y_{21\varnothing 1}$ не изменяется, то остается прежней и частота $f_{y21} = f_{y21,1}$.

Исследование сложной схемы, содержащей два резистора, удобно провести в два приема. Так, для составного транзистора на рис. 4.18,в сначала оцениваются изменения параметров $h_{11\varnothing}$, $h_{21\varnothing}$, f_{h21} и f_{y21} (рис. 4.1,а), обусловленные резистором R_3 , а потом учитывается влияние резистора R_6 (рис. 4.18,б); в итоге получаем:

$$\left. \begin{aligned} h_{11\varnothing} &= \frac{[h_{11\varnothing 1} + (1 + h_{21\varnothing 1}) R_3] R_6}{h_{11\varnothing 1} + R_6 + (1 + h_{21\varnothing 1}) R_3}, \\ h_{21\varnothing} &= \frac{h_{21\varnothing 1} R_6}{h_{11\varnothing 1} + R_6 + (1 + h_{21\varnothing 1}) R_3}, \\ f_{h21} &= \frac{[h_{11\varnothing 1} + R_6 + (1 + h_{21\varnothing 1}) R_3] f_{h21,1}}{R_6 + R_3 + f_{h21,1} h_{11\varnothing 1} / f_{y21,1}}, \\ f_{y21} &= \frac{[h_{11\varnothing 1} + (1 + h_{21\varnothing 1}) R_3] f_{y21,1}}{h_{11\varnothing 1} + f_{y21,1} R_3 / f_{h21,1}}. \end{aligned} \right\} \quad (4.81)$$

В обратном порядке ведется исследование составного транзистора по рис. 4.22,з; здесь сначала учитывается влияние резистора R_6 , а затем резистора R_3 :

$$\left. \begin{aligned} h_{11\varnothing} &= \frac{h_{11\varnothing 1} (R_6 + R_3) + (1 + h_{21\varnothing 1}) R_6 R_3}{h_{11\varnothing 1} + R_6}, \\ h_{21\varnothing} &= \frac{h_{21\varnothing 1} R_6}{h_{11\varnothing 1} + R_6}, \\ f_{h21} &= \frac{(h_{11\varnothing 1} + R_6) f_{h21,1}}{R_6 + f_{h21,1} h_{11\varnothing 1} / f_{y21,1}}, \\ f_{y21} &= \frac{[h_{11\varnothing 1} (R_6 + R_3) + (1 + h_{21\varnothing 1}) R_6 R_3] f_{y21,1}}{h_{11\varnothing 1} (R_6 + R_3) + f_{y21,1} R_6 R_3 / f_{h21,1}}. \end{aligned} \right\} \quad (4.82)$$

Сдвоенный эмиттерный повторитель (рис. 4.19,а), известный под названием схемы Дарлингтона, обладает свойствами, присущими обычному каскаду с ОК, но, в отличие от последнего, у него значительно большими оказываются параметры $h_{11э}$ и $h_{21э}$, для нахождения параметра $h_{11э}$ следует принять во внимание, что входное сопротивление второго транзистора $h_{11э2}$ играет ту же роль, что и резистор $R_э$ на рис. 4.18,а, поэтому в выражении (4.71), используемом для определения $h_{11э}$, заменим $R_э$ на $h_{11э2}$:

$$h_{11э} = h_{11э1} + (1 + h_{21э1}) h_{11э2}. \quad (4.83)$$

Параметр $h_{21э}$ представляет собой отношение коллекторного тока к базовому. Так как

$$\begin{aligned} I_{км} &= I_{к1м} + I_{к2м} = h_{21э1} I_{б1м} + h_{21э2} I_{б1м} = \\ &= h_{21э1} I_{б1м} + h_{21э2} (1 + h_{21э1}) I_{б1м}, \end{aligned}$$

а входной ток составного транзистора $I_{бм}$ равен $I_{б1м}$, то

$$h_{21э} = I_{км}/I_{бм} = h_{21э1} + (1 + h_{21э1}) h_{21э2}. \quad (4.84)$$

Несколько сложнее оказывается исследование составного транзистора по рис. 4.18,б. Прежде всего нужно заметить, что каждый транзистор, включенный по схеме с ОЭ, изменяют фазовый сдвиг на 180° , а соединенные вместе не изменяют полярности сигнала. Кроме того, рассматриваемый двухкаскадный усилитель охвачен 100%-ной последовательной ОС по напряжению, поэтому $B=1$.

Обратная связь получается отрицательной благодаря тому, что полярность мгновенного напряжения, поступающего на эмиттер первого транзистора (относительно общего провода), совпадает с полярностью мгновенного напряжения, подаваемого на базу первого транзистора от источника сигнала. В этом случае напряжение, управляющее работой транзистора,

$$u_{б1э1} = u_{б10} - u_{э10} \quad (4.85)$$

оказывается меньше $u_{б10}$. Согласно (3.5) коэффициент усиления напряжения устройства с ОС при $B=1$ оказывается меньше единицы, а коэффициент усиления тока за счет каскадного соединения транзисторов оказывается очень большим, порядка $h_{21э1}h_{21э2}$. Входное сопротивление составного транзистора довольно велико, а выходное — мало (если $R_г$ не слишком велико, а $R_н$ — мало).

Все это говорит о том, что схема на рис. 4.19,б близка к схеме на рис. 4.19,а. Для нахождения ее эквивалентных параметров необходимо убедиться в том, что эмиттером составного транзистора является коллектор второго транзистора. Из рассмотренного ясно, что малое выходное сопротивление существует между точками $к_2$ и 0; выходное же сопротивление между $э_2$ и 0 получается весьма большим из-за того, что выходное сопротивление источника сигнала для второго транзистора очень велико (это отвечает приблизительно обрыву цепи $б_2$), внешняя же обратная связь в этих

условиях будет способствовать лишь увеличению выходного сопротивления.

Эквивалентный параметр $h_{11\beta}$ при установленном расположении точек κ и ε составного транзистора будет равен просто $h_{11\beta 1}$:

$$h_{11\beta} = h_{11\beta 1}. \quad (4.86)$$

Коэффициент усиления тока равен отношению тока эквивалентного коллектора $I_{\kappa m}$ к входному току $I_{6m} = I_{61m}$. Из рис. 4.19,б видно, что

$$I_{\kappa m} = I_{\beta 2m} = (1 + h_{21\beta 2}) I_{62m} = (1 + h_{21\beta 2}) h_{21\beta 1} I_{61m},$$

откуда следует, что

$$h_{21\beta} = h_{21\beta 1} (1 + h_{21\beta 2}). \quad (4.87)$$

Рассмотренная составная схема интересна тем, что, хотя второй транзистор имеет $n-p-n$ -структуру, в целом составной транзистор обладает $p-n-p$ -структурой, поэтому выходной ток его растет при подаче на вход мгновенного напряжения сигнала отрицательной полярности.

В заключение следует добавить, что составные транзисторы, типа показанных на рис. 4.19,а и б, широко применяются в современных усилителях с бестрансформаторным двухтактным выходом.

Особое место среди составных транзисторов занимает *каскадная схема* (рис. 4.19,в), образованная из каскадно соединенных транзисторов, включенных по схеме с ОЭ и ОБ. Она характеризуется слабым влиянием емкостей коллекторного перехода, поскольку первый транзистор нагружен на весьма малое входное сопротивление второго транзистора, у которого емкость C_{κ} мало влияет на частоту $f_{\beta\sqrt{2}}$ и входное сопротивление. Кроме того, нелинейные искажения каскадной схемы оказываются меньше, чем у каскада с ОЭ.

Эквивалентные параметры каскадной схемы находятся очень просто: входное сопротивление определяется свойствами первого транзистора $h_{11\beta} = h_{11\beta 1}$, а коэффициент усиления тока равен произведению $h_{21\beta 1}$ на $|h_{21\beta 2}| = h_{21\beta 2} / (1 + h_{21\beta 2})$, т. е.

$$h_{21\beta} = h_{21\beta 1} h_{21\beta 2} / (1 + h_{21\beta 2}).$$

Частота полюса практически определяется параметрами первого транзистора и сопротивлением источника сигнала. Для расчета $f_p = f_{\beta\sqrt{2}}$ используется выражение (4.16), в которое следует ввести параметры первого транзистора, считая сопротивление его нагрузки примерно равным нулю.

Практические варианты выполнения каскадных схем рассматриваются в [7].

Пример 1. Определить параметры составных транзисторов, выполненных по схемам на рис. 4.18, исходя из следующих данных: $h_{11\beta 1} = 700$ Ом, $h_{21\beta 1} = 70$, $y_{21\beta 1} = 100$ мСм, $f_{h_{21\beta 1}} = 4$ МГц, $f_{y_{21\beta 1}} = 40$ МГц (эти данные близки к параметрам транзистора КТ332Б, работающего при $I_{\kappa} = 4$ мА), $R_{\beta} = 30$ Ом и $R_6 = 1$ кОм.

Результаты расчета выполненного по формулам (4.71)—(4.82), представлены в табл. 4.2.

Откуда видно, что подключение к транзистору дополнительных резисторов снижает усилительные свойства, но способствует расширению полосы пропускания.

Пример 2. Определить параметры составных транзисторов, выполненных по схеме на рис. 19, а и б — при следующих исходных данных: $h_{11э1}=700$ Ом, $h_{21э1}=70$, $h_{11э2}=2,5$ Ом, $h_{21э2}=50$, $R_r=300$ Ом и $R_n=10$ Ом.

Таблица 4.2

Параметры составных транзисторов

Схема на рис. 4.18	$h_{11э}$, Ом	$h_{21э}$	$y_{21э}$, мСм	i_{h21} , МГц	i_{y21} , МГц
а	2830	70	28,4	4	113
б	410	41	100	6,36	40
в	740	18,3	24,8	14	113
г	1670	41	25,6	6,36	86

Результаты расчета параметров составных транзисторов и образованных из них повторителей, проведенного на основе выражений (4.83), (4.84), (4.86), (4.87), (4.68), (4.58) и (4.59), сведены в табл. 4.3.

Таблица 4.3

Параметры составных транзисторов и эмиттерных повторителей

Схема на рис. 4.19	$h_{11э}$, Ом	$h_{21э}$	$y_{21э}$, См	K_E	$R_{вх}$, кОм	$R_{вых}$, Ом
а	827	3620	4,28	0,970	37,0	0,314
б	700	3570	5,10	0,973	36,4	0,280

4.3. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ПОЛЕВОГО ТРАНЗИСТОРА И ИХ СВОЙСТВА

Среди многочисленных полевых транзисторов различают транзисторы с управляемым p — n -переходом и n -каналом и транзисторы с изолированным затвором с n - или p -каналом, называемые

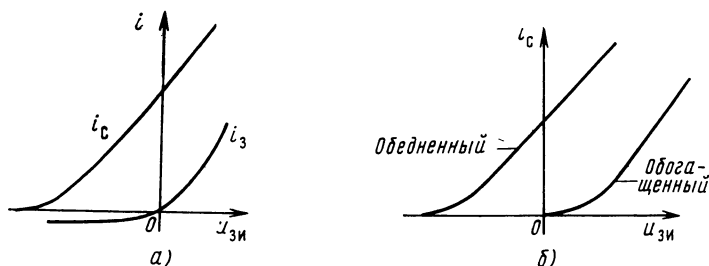


Рис. 4.20. Характеристики полевых транзисторов с n -каналом с управляемым p — n -переходом (а) и с изолированным затвором (б)

МОП-транзисторами. Последние подразделяются на обогащенные (с индуцированным каналом) и обедненные (со встроенным каналом). На сток всех транзисторов с n -каналом подается положительное относительно истока напряжение $U_{си}$. Все МОП-транзисторы (кроме обедненных, у которых $U_{зи} \geq 0$) в основном работают при равнополярных напряжениях $U_{си}$ и $U_{зи}$. Характеристики на рис. 4.20 относятся к МОП-транзисторам с n -каналом; при p -канале напряжения и токи оказываются противоположного знака.

Входное сопротивление полевых транзисторов очень велико (при включениях по схемам с общим истоком ОИ и общим стоком ОС), особенно при изолированном затворе; вообще с точки зрения эквивалентной схемы и значений параметров полевые транзисторы имеют много общего с электронными лампами.

4.3.1. КАСКАД С ОБЩИМ ИСТОКОМ

Если на затвор полевого транзистора (рис. 4.21, а) от источника сигнала поступает мгновенное напряжение $u_{зи}$ положительной полярности (рис. 4.20), то $u_{зи} = U_{зи} + u_{зи}$ приближается к нулю (становится менее отрицательным), при этом увеличивается ток стока, а это значит, что переменная составляющая i_c направлена

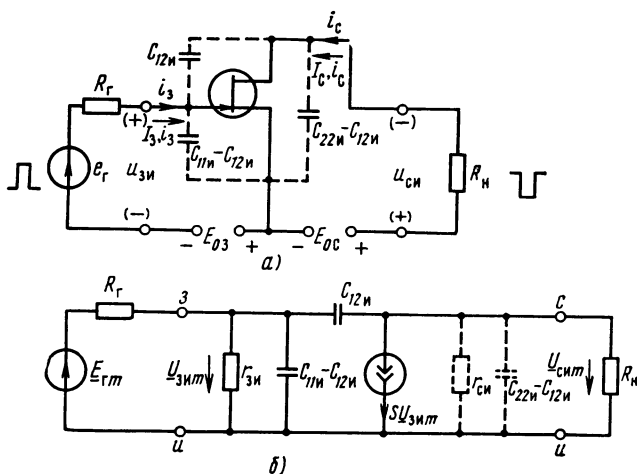


Рис. 4.21. Общая (а) и эквивалентная (б) схемы каскада с ОИ

в ту же сторону, что и постоянная I_c . Из схемы на рис. 4.21 видно, что транзистор, включенный по схеме с ОИ, работает как инвертирующий усилитель, поскольку он вносит в переменное напряжение фазовый сдвиг на 180° , изменяя полярность импульса подобно биполярному транзистору, включенному по схеме с ОЭ.

Каскад с ОИ способен усиливать напряжение и ток. Для нахождения параметров каскада используется приближенная эк-

вивалентная схема на рис. 4.21,б, которая, в сущности говоря, является производной от представленной на рис. 4.5,а. Ее особенность заключается в отсутствии сопротивления r'_6 , роль $r_{6\cdot}$ играет сопротивление $r_{зи}$, которым в большинстве случаев можно пренебречь, а S_i заменено на S ; вместо емкостей $C_{6\cdot}$ и C_K присутствуют $C_{11и}—C_{12и}$ и $C_{12и}$. Выходная проводимость $1/r_{си}$, подобно $h_{22\cdot}$, обычно не принимается во внимание из-за ее небольшого значения.

Из-за большого входного сопротивления $R_{вх}=r_{зи}$ (порядка $10^8 \dots 10^{10}$ Ом) значительное влияние оказывают межэлектродные емкости: входная $C_{11и}$ и проходная (емкость обратной связи) $C_{12и}$, составляющие у маломощных транзисторов: первая $3 \dots 20$ пФ и вторая $0,07 \dots 10$ пФ. Емкость $C_{12и}$ минимальна у двух затворных транзисторов (КП350 и др.). Выходная емкость $C_{22и}$ обычно бывает несколько меньше, чем входная $C_{11и}$.

Крутизна характеристики прямой передачи

$$S = di_C/di_3$$

является аналогом параметра $y_{21\cdot}=h_{21\cdot}/h_{11\cdot}$ при $h_{21\cdot} \rightarrow \infty$ и $h_{11\cdot} \rightarrow \infty$.

У полевого транзистора на высоких и сверхвысоких частотах (порядка десятков и сотен мегагерц) крутизна становится комплексной: $S(jf) = S/(1+jf/f_s)$, однако это свойство при практических расчетах можно и не принимать во внимание. У маломощных транзисторов параметр S заключен в пределах от 0,5 до 10 мСм и больше, а у мощных составляет десятки и сотни миллисименсов.

Выражая выходное напряжение $U_{си\cdot m}$ через ток $I_{с\cdot m}$ и входное напряжение $U_{зи\cdot m}$, несложно установить, что в области малых частот

$$K = U_{си\cdot m}/U_{зи\cdot m} = SR_H. \quad (4.88)$$

Определяя сквозной коэффициент усиления каскада, следует умножить K на коэффициент передачи напряжения входной цепи, равный $r_{зи}/(R_r+r_{зи})$, при этом

$$K_E = \frac{r_{зи} SR_H}{R_r + r_{зи}} \approx SR_H = K. \quad (4.89)$$

В той же области частот выходное сопротивление каскада $R_{вых} = = r_{зи}$.

Так как выходное сопротивление полевого транзистора сравнительно велико (несколько десятков килоом), то в ряде случаев соблюдается неравенство $R_H \ll r_{си}$, а при $R_r \ll r_{зи}$ K_E совпадает с K . При нахождении зависимости $K_E(f)$ определяется частота полюса $f_{в\sqrt{2}}$ из эквивалентной схемы на рис. 4.21,б посредством объединения емкостей $C_{11и}—C_{12и}$ и $C_{12и}$ тем же способом, что и при исследовании каскада с ОЭ (рис. 4.5,а). В данном случае емкость $C_{12и}$ следует умножить на отношение напряжения $U_{зи\cdot m} + U_{си\cdot m}$ к напряжению $U_{зи\cdot m}$, т. е. на $1 + U_{си\cdot m}/U_{зи\cdot m}$. Поскольку межэлектронные емкости полевого транзистора сравнительно малы, следу-

ет учитывать влияние емкости монтажа C_m , практически равной 3...5 пФ. Таким образом, общая шунтирующая емкость, отнесенная к точкам з—и и представляющая собой входную емкость каскада, равна сумме

$$C_{вх} = C_{11н} + (U_{си м}/U_{зи м}) C_{12н} + C_m. \quad (4.90)$$

Из схемы на рис. 4.21,б следует, что входная проводимость

$$Y_{вх} = 1/r_{зи} + j\omega C_{вх}. \quad (4.91)$$

Частота $f_{в\sqrt{2}}$ входной цепи, обусловленная существованием емкости $C_{вх}$,

$$f_{в\sqrt{2}} = f_p = \frac{R_r + r_{зи}}{2\pi C_{вх} R_r r_{зи}}, \quad (4.92)$$

а при $R_r \ll r_{зи}$, что чаще и бывает,

$$f_{в\sqrt{2}} = f_p = 1/2\pi C_{вх} R_r, \quad (4.93)$$

причем, как следует из (4.88),

$$C_{вх} = C_{11н} + \frac{S r_{си} R_n C_{12н}}{r_{си} + R_n} + C_m, \quad (4.94)$$

а при $R_n \ll r_{си}$

$$C_{вх} = C_{11н} + S R_n C_{12н} + C_m. \quad (4.95)$$

Выходная цепь, состоящая из выходной емкости, которую в общем случае допустимо принять равной $C_{22н}$, и сопротивлений $r_{си}$, R_n , характеризуется частотой полюса

$$f_{p\text{ вых}} = \frac{r_{си} + R_n}{2\pi C_{22н} r_{си} R_n} \approx \frac{1}{2\pi C_{22н} R_n}, \quad (4.96)$$

или при емкости внешней нагрузки $C_2 \neq 0$

$$f_{p\text{ вых}} \approx \frac{r_{си} + R_n}{2\pi (C_{22н} + C_2) r_{си} R_n} \approx \frac{1}{2\pi (C_{22н} + C_2) R_n}. \quad (4.97)$$

Нелинейные искажения каскада с ОИ вследствие весьма высокого входного сопротивления практически не зависят от сопротивления R_r .

4.3.2. КАСКАД С ОБЩИМ ЗАТВОРОМ

На входные электроды транзистора поступает напряжение $u_{из}$, которое равно $-u_{зи}$, как и показано на рис. 4.22. Так как входное напряжение приложено к затвору со знаком минус, то, как видно из рис. 4.20, ток i_c , переменная составляющая которого i_c оказывается направленной навстречу своей постоянной составляющей I_c , уменьшается. При этом выходное напряжение $u_{сз}$ получается той же полярности, что и входное. Вообще каскад с ОЗ обладает такими же свойствами, что и каскад с ОБ, т. е. он способен усиливать напряжение, поскольку

$$K = U_{сз м}/U_{зи м} = (U_{зи м} + U_{си м})/U_{зи м} > 1,$$

и не способен усиливать ток, так как $K_I = I_{cm}/I_{zm} \leq 1$. Входное сопротивление каскада мало, а выходное — велико и т. п.

Определяя параметры каскада с ОЗ, надо принять во внимание, что ток затвора весьма мал, поэтому ток истока I_{zm} практически не отличается от тока стока I_{cm} .

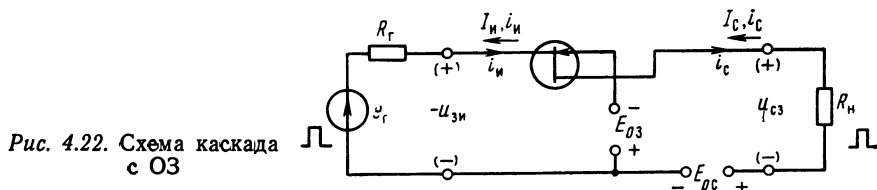


Рис. 4.22. Схема каскада с ОЗ

Как видно из эквивалентной схемы полевого транзистора с ОИ (рис. 4.21,б), амплитуда тока стока

$$I_{cm} = S U_{zm}. \quad (4.98)$$

При этом амплитуда напряжения на выходе каскада с ОЗ (рис. 4.22), если пренебречь влиянием проводимости $1/r_{ci}$,

$$U_{cm} = R_n I_{cm} = S R_n U_{zm}, \quad (4.99)$$

откуда следует, что коэффициент усиления каскада с ОЗ

$$K = U_{cm}/U_{zm} \approx S R_n. \quad (4.100)$$

Входное сопротивление вследствие близости токов $I_{zm} \approx I_{cm}$

$$R_{вх} = U_{zm}/I_{zm} \approx 1/S, \quad (4.101)$$

а сквозной коэффициент усиления

$$K_E = U_{cm}/E_{gm} \approx S R_n/(1 + S R_r). \quad (4.102)$$

Выходное сопротивление можно найти из выражения (4.40), в котором следует заменить y_{21a} на S , а y_{22a} на $1/r_{ci}$:

$$R_{вых} = (1 + S R_r) r_{ci}. \quad (4.103)$$

Зависимость модуля входного сопротивления от частоты при условии, что $g_{ci} + G_n = 1/r_{ci} + 1/R_n \approx 1/R_n$, может быть установлена с помощью выражения (4.46), в котором следует принять $r'_{b6} = g_{b'а} = 0$, $C_{b'а} = C_{11н} - C_{12н} + C_m$, $S_i = S$. Тогда

$$Z_{вх} = 1/[S + j\omega(C_{11н} - C_{12н} + C_m)]. \quad (4.104)$$

Частота полюса передаточной функции $Z_{вх}(p)$ равна $f_{pвх} = S/2\pi(C_{11н} - C_{12н} + C_m)$.

В условиях пренебрежения проводимостью $1/r_{ci}$ сквозной коэффициент усиления, как вытекает из (4.51) и (4.52),

$$\underline{K_E} = \frac{U_{cm}}{E_{gm}} = \frac{S R_n}{1 + S R_r + j\omega(C_{11н} - C_{12н} + C_m) R_r} \quad (4.105)$$

содержит один полюс на частоте

$$f_{в\sqrt{2}} = f_p = (1 + S R_r)/2\pi(C_{11н} - C_{12н} + C_m) R_r. \quad (4.106)$$

Влияние же емкостей $C_{22и}-C_{12и}$ и C_2 здесь носит такой же характер, как и у каскада с ОИ в соответствии с (4.96) и (4.97).

Нелинейные искажения с увеличением R_r становятся меньше, так как при этом глубина отрицательной обратной связи (так же, как у каскада с ОБ) возрастает.

4.3.3. КАСКАД С ОБЩИМ СТОКОМ

Каскад с ОС является аналогом каскада с ОК и называется *истоковым повторителем*. В отличие от каскада на биполярном транзисторе у каскада с ОС исключительно велико входное сопротивление, а по сравнению с каскадом с ОИ — заметно меньшая входная емкость.

Входным напряжением каскада является $u_{зс}$ (рис. 4.23, а). Часть этого напряжения $u_{зи}$ со знаком плюс приложена к промежутку затвор — исток и, как видно из рис. 4.20, вызывает увеличение токов i_c и $i_{и}$, что и определяет направление переменных составляющих i_c , $i_{и}$. Отсюда следует, что каскад с ОС не изменяет полярности напряжения сигнала, т. е. не инвертирует сигнал.

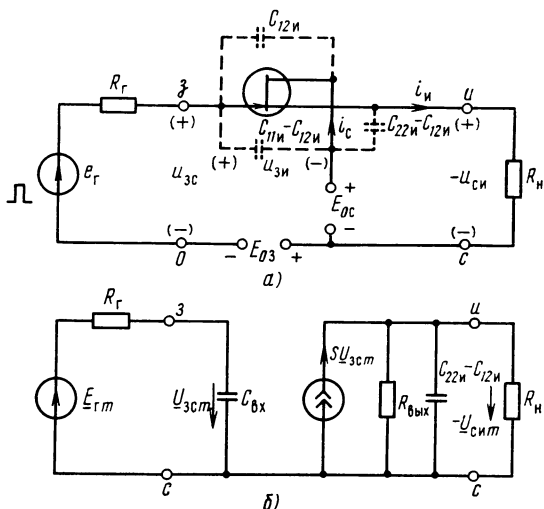


Рис. 4.23. Общая (а) и эквивалентная (б) схемы каскада с ОС

Из расположения знаков мгновенных напряжений на рис. 4.23, а следует, что

$$u_{зс} = u_{зи} - u_{си}; \quad U_{зс\ m} = U_{зи\ m} + U_{си\ m} \quad (4.107)$$

и

$$K = U_{си\ m} / U_{зс\ m} = U_{си\ m} / (U_{зи\ m} + U_{си\ m}) < 1. \quad (4.108)$$

Подставляя в формулу (4.108) найденное при исследовании каскада с ОИ отношение $U_{си\ m} / U_{зи\ m}$ [формула (4.88)], получаем

$$K_E = \frac{U_{си\ m}}{E_{г\ m}} \approx K = \frac{U_{си\ m}}{U_{зс\ m}} = \frac{S r_{си} R_n}{r_{си} + (1 + S r_{си}) R_n} \approx \frac{S R_n}{1 + S R_n}. \quad (4.109)$$

Входная проводимость рассматриваемого каскада носит практически емкостный характер; его входная емкость образована из емкости $C_{12и}$, присоединенной ко входным зажимам, и емкости $C_{11и}—C_{12и}$, находящейся под напряжением $U_{зи м} = U_{зс м}—U_{си м}$. Переноса емкость $C_{11и}—C_{12и}$ к точкам $з—0$ (рис. 4.23,а), ее следует умножить на отношение напряжений

$$U_{зи м}/U_{зс м} = (U_{зс м}—U_{си м})/U_{ас м} = 1—K.$$

Выполняя это действие и принимая во внимание емкость монтажа, узнаем, что

$$C_{вх} = C_{11и} (1—K) + KC_{12и} + C_{м}. \quad (4.110)$$

Выходное сопротивление каскада с ОС в области малых частот наиболее просто находится из выражения (4.59), в котором неопределенность, образуемая при $h_{11э} \rightarrow \infty$ и $h_{21э} \rightarrow \infty$, приравнивается $1/y_{21э}$; как отмечалось в п. 4.3.1, $S = y_{21э}$, следовательно,

$$R_{вых} = 1/S. \quad (4.111)$$

При учете влияния статического выходного сопротивления транзистора, т. е. выходного сопротивления в схеме с ОИ, равного $r_{си}$, получим

$$R_{вых} = \frac{1}{1/r_{си} + S} = \frac{r_{си}}{1 + Sr_{си}}. \quad (4.112)$$

То, что выходное сопротивление рассматриваемого каскада мало, можно установить, представляя каскад с ОС в виде каскада с ОИ, охваченного 100%-ной отрицательной обратной связью, как это было сделано для каскада с ОК (рис. 4.15).

Частоту $f_{в\sqrt{2}}$ (полуса) найдем для частного случая не очень большого сопротивления источника сигнала, т. е. при $1/R_{г} + 1/r_{зи} \approx 1/R_{г}$, что позволит прийти к эквивалентной схеме на рис. 4.23,б. Приравнявая $1/2\pi f_{вс} C_{вх}$ сопротивлению $R_{г}$, узнаем, что

$$f_{в\sqrt{2}} = f_p = 1/2\pi C_{вх} R_{г}. \quad (4.113)$$

В выходной цепи каскада также присутствует разностная емкость $C_{22и}—C_{12и}$, а при наличии у нагрузки емкости C_2 общая емкость в выходной цепи составит $C_{22и}—C_{12и} + C_2$, при этом

$$f_{p\text{ вых}} = S/2\pi (C_{22и}—C_{12и} + C_2). \quad (4.114)$$

4.3.4. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ПАРАМЕТРОВ КАСКАДОВ С ОИ, ОЗ И ОС

Требуется рассчитать параметры трех видов каскадов на МОП-транзисторе обедненного типа (со встроенным каналом) КП304Д со следующими параметрами при $U_{си} = 10$ В, $I_{с} = 5$ мА; $S = 2,8$ мСм, $r_{си} = 100$ кОм, $C_{11и} = 9$ пФ, $C_{12и} = 2$ пФ, $C_{22и} = 6$ пФ, $C_{м} = 3$ пФ, $r_{зи} = 1,5 \cdot 10^9$ Ом; дополнительно заданы $R_{г} = R_{н} = 2$ кОм, а также $C_2 = 20$ пФ.

Так как $R_{г} \ll r_{зи}$ и $R_{н} \ll r_{си}$, то при расчете положим $1/r_{зи} = 0$ и $1/r_{си} = 0$.

Каскад с общим истоком. Расчет параметров, выполненный по формулам (4.89), (4.95), (4.92) и (4.97), дает следующие результаты:

$$K_E = K = SR_{н} = 2,8 \cdot 2 = 5,6,$$

$$C_{\text{вх}} = C_{11\text{н}} + SR_{\text{н}}C_{12\text{н}} + C_{\text{м}} = 9 + 2,8 \cdot 2 \cdot 2 + 3 = 23,2 \text{ пФ},$$

$$f_{\text{в}} \sqrt{2} = f_p = 1/2\pi C_{\text{вх}}R_{\text{г}} = 0,159/23,2 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^3 = 3,44 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 3,76 \text{ МГц},$$

$$f_{\text{р вых}} = 1/2\pi (C_{22\text{н}} + C_2) R_{\text{н}} = 0,159/(6 + 20) \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^3 =$$

$$= 3,06 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 3,06 \text{ МГц}.$$

При этом $R_{\text{вх}} = r_{\text{вн}} = 1,5 \cdot 10^9 \text{ Ом}$, $R_{\text{вых}} = r_{\text{сн}} = 100 \text{ кОм}$.

Каскад с общим затвором. Используя для расчета выражения (4.100)–(4.103), (4.97), получаем

$$K = U_{\text{св т}}/U_{\text{зи т}} = SR_{\text{н}} = 2,8 \cdot 2 = 5,6,$$

$$R_{\text{вх}} = 1/S = 1/2,8 \cdot 10^{-3} = 360 \text{ Ом},$$

$$K_E = SR_{\text{н}}/(1 + SR_{\text{г}}) = 2,8 \cdot 2/(1 + 2,8 \cdot 2) = 0,85,$$

$$R_{\text{вых}} = (1 + SR_{\text{г}})r_{\text{сн}} = (1 + 2,8 \cdot 2) 100 = 660 \text{ кОм},$$

$$C_{\text{вх}} = C_{11\text{н}} - C_{12\text{н}} + C_{\text{м}} = 9 - 2 + 3 = 10 \text{ пФ},$$

$$f_{\text{в}} \sqrt{2} = f_p = S/2\pi C_{\text{вх}} = 2,8 \cdot 10^{-3} \cdot 0,159/10 \cdot 10^{-12} = 44,5 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 44,5 \text{ МГц},$$

$$f_{\text{р вых}} = 1/2\pi (C_{22\text{н}} + C_2) R_{\text{н}} = 0,159/(6 + 20) \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^3 = 3,06 \cdot 10^6 \text{ Гц} =$$

$$= 3,06 \text{ МГц}.$$

Каскад с общим стоком. Расчет этого каскада выполним по формулам (4.109)–(4.111), (4.113) и (4.114):

$$K_E = K = \frac{SR_{\text{н}}}{1 + SR_{\text{н}}} = \frac{2,8 \cdot 2}{1 + 2,8 \cdot 2} = 0,85,$$

$$C_{\text{вх}} = C_{11\text{н}}(1 - K) + KC_{12\text{н}} + C_{\text{м}} = 9(1 - 0,85) + 0,85 \cdot 2 + 3 = 4,84 \text{ пФ},$$

$$R_{\text{вых}} = 1/S = 1/2,8 \cdot 10^{-3} = 360 \text{ Ом},$$

$$f_{\text{в}} \sqrt{2} = f_p = 1/2\pi C_{\text{вх}}R_{\text{г}} = 0,159/4,84 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^3 = 16,5 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 16,5 \text{ МГц},$$

$$f_{\text{р вых}} = S/2\pi (C_{22\text{н}} - C_{12\text{н}} + C_2) = 2,8 \cdot 10^{-3} \cdot 0,159/(6 - 2 + 20) =$$

$$= 18,5 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 18,5 \text{ МГц}.$$

Для удобства сравнения результаты расчета сведены в табл. 4.4.

Таблица 4.4

Зависимость параметров каскадов от схемы включения полевого транзистора

Схема включения транзистора	K	K_E	$f_{\text{в}} \sqrt{2}$ МГц	$R_{\text{вх}}$, Ом	$C_{\text{вх}}$, пФ	$R_{\text{вых}}$, Ом	$f_{\text{р вых}}$, МГц
ОИ	5,6	5,6	3,44	$1,5 \cdot 10^9$	23,2	$1 \cdot 10^5$	3,06
ОЗ	5,6	0,85	44,5	360	10	$66 \cdot 10^4$	3,06
ОС	0,85	0,85	16,5	$1,5 \cdot 10^9$	4,84	360	18,5

4.4. СХЕМЫ ВКЛЮЧЕНИЯ ЭЛЕКТРОННОЙ ЛАМПЫ И ИХ СВОЙСТВА

За электрод, относительно которого ведется отсчет напряжений, принимается катод. Рабочая точка обычно выбирается так, чтобы сеточный ток был достаточно мал, а входное сопротивление

ние $R_{ск} = \partial u_c / \partial i_c$ велико. Подобно полевому транзистору из-за весьма большого сопротивления $R_{ск}$ заметное влияние оказывают межэлектродные емкости.

4.4.1. КАСКАД С ОБЩИМ КАТОДОМ

Сходство общих схем каскадов, выполненных на полевом транзисторе и электронной лампе (рис. 4.21, а и 4.24), позволяет сделать заключение о том, что результаты исследования транзисторных каскадов с ОИ, ОЗ и ОС с учетом различия обозначений величин применимы к ламповым каскадам.

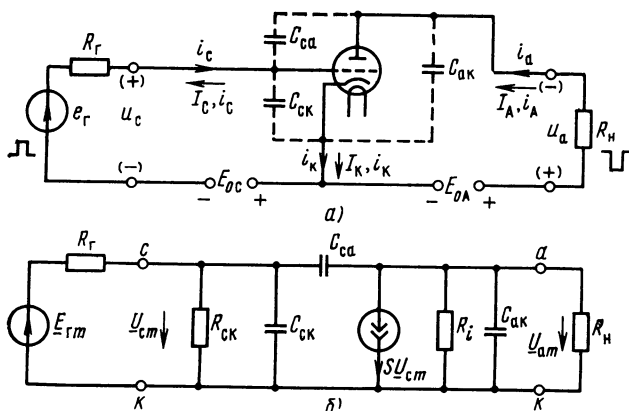


Рис. 4.24. Общая (а) и эквивалентная (б) схемы каскада с общим катодом

Сопротивление $R_{ак} = \partial i_A / \partial u_A$ принято называть *внутренним сопротивлением лампы* и обозначать R_i . Крутизна характеристики (прямой передачи) $i_A = f(u_c)$ при $u_A = \text{const}$ равна производной от $i_A = f(u_c)$ при $u_A = \text{const}$:

$$S = \partial i_A / \partial u_c,$$

при этом произведение SR_i представляет собой *внутренний (статический) коэффициент усиления (напряжения) лампы*

$$\mu = SR_i. \quad (4.115)$$

Соотношения, полученные в п. 4.3.2, для лампового каскада приобретают следующий вид:

коэффициент усиления в области малых частот

$$K = U_{ам} / U_{cm} = \mu R_n / (R_i + R_n); \quad (4.116)$$

входное сопротивление в области малых частот

$$R_{вх} = R_{ск}; \quad (4.117)$$

сквозной коэффициент усиления

$$K_E = \frac{U_{ам}}{E_{gm}} = \frac{R_{ск} \mu R_n}{(R_g + R_{ск})(R_i + R_n)}. \quad (4.118)$$

Поскольку в большинстве случаев $R_{ск} \gg R_{г}$, выражения (4.117) и (4.118) представляют интерес для редких специальных условий работы, когда $R_{г}$ очень велико. В дальнейшем влияние параметра $R_{ск}$ не будет приниматься во внимание.

Выходное сопротивление каскада в области малых частот, практически совпадающее с внутренним сопротивлением лампы, может быть как меньше $R_{н}$, что характерно для триодов, так и значительно больше $R_{н}$, что характерно для тетродов и пентодов. В последнем случае

$$K \approx \mu K_E \approx S R_{н}. \quad (4.119)$$

Входная емкость каскада

$$C_{вх} = C_{ск} + (1 + U_{ам}/U_{см}) C_{са} + C_{м}, \quad (4.120)$$

или

$$C_{вх} = C_{ск} + \left(1 + \frac{\mu R_{н}}{R_i + R_{н}}\right) C_{са} + C_{м}, \quad (4.121)$$

причем

$$f_{в\sqrt{2}} = f_p = 1/2\pi C_{вх} R_{г}. \quad (4.122)$$

4.4.2. КАСКАД С ОБЩИМ АНОДОМ

Направления токов и полярности напряжений у каскада с ОА, известного под названием катодного повторителя, показаны на рис. 4.25, а.

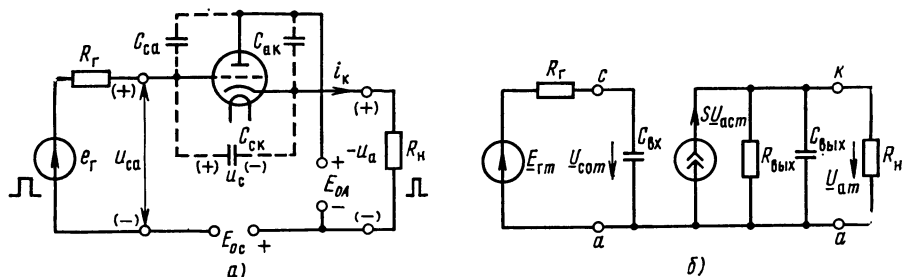


Рис. 4.25. Общая (а) и эквивалентная (б) схемы каскада с общим анодом

Параметры каскада связаны с параметрами лампы следующим образом:

$$K = \frac{U_{ам}}{U_{сaм}} = \frac{\mu R_{н}}{R_i + (1 + \mu) R_{н}}, \quad (4.123)$$

$$C_{вх} = C_{са} + (1 - K) C_{ск} + C_{м}, \quad (4.124)$$

$$R_{вых} = R_i (1 + \mu) \approx 1/S. \quad (4.125)$$

$$K_E \approx U_{ам}/E_{гм} \approx K.$$

Частота $f_{в\sqrt{2}}$ находится по выражению (4.113).

Выходная емкость каскада (рис. 4.25,б) включает в себя выходную емкость лампы $C_{ак}$, емкость катод — нить канала, несколько влияющую на полосу пропускания каскада, и емкость монтажа.

При выполнении катодного повторителя на лампе с экранирующей сеткой возможны два способа ее включения: пентодное, при котором отсутствует напряжение сигнала между экранирующей сеткой и катодом, и триодное, при котором отсутствует напряжение сигнала между экранирующей сеткой и общим проводом, т. е. анодом.

Постоянство напряжения между соответствующими электродами достигается с помощью фильтров, блокировочных конденсаторов, стабилитронов, двухобмоточных дросселей или посредством соединения электродов между собой.

4.5. ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В § 2.9 отмечалось, что к внутренним помехам относится шум, вызванный тепловым движением частиц и различными процессами, происходящими в усилительных элементах и что степень влияния этих помех удобно оценивать коэффициентом шума: [формулы (2.71), (2.72)]. Там же было показано, что отношение напряжения сигнала к напряжению шума обратно пропорционально квадратному корню из коэффициента шума. Отсюда следует, что для повышения отношения сигнал-шум необходимо добиваться снижения коэффициента шума, зависящего от многих факторов.

Для определения коэффициента шума усилительного каскада и условий его минимизации усилительный элемент и другие элементы схемы, обладающие эквивалентными сопротивлениями, принято представлять эквивалентными источниками ЭДС и задающего тока (не считая пассивных элементов), как было показано на рис. 2.28.

4.5.1. ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ БИПОЛЯРНОГО ТРАНЗИСТОРА

В шумовой эквивалентной схеме транзистора, изображенной на рис. 4.26, C_0 — общая шунтирующая емкость [формула (4.12)], Γ_1 , Γ_2 и Γ_6 — источники теплового шума, создаваемого

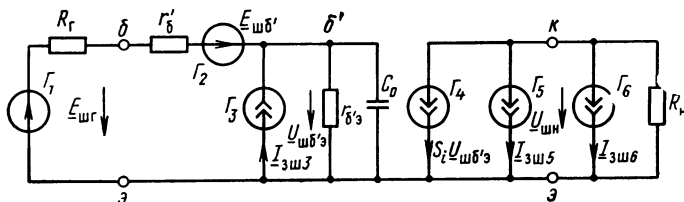


Рис. 4.26. Шумовая эквивалентная схема каскада с ОЭ

сопротивлениями источника сигнала R_r , вывода базы r'_6 и нагрузки R_n , а Γ_3 и Γ_5 — источники шумового тока дробового характера. Как было показано в § 2.9,

$$E_{шг}^2 = 4kT R_r \Delta f, \quad (4.126)$$

$$E_{шб'}^2 = 4kT r'_6 \Delta f, \quad (4.127)$$

$$I_{шб}^2 = 4kT G_n \Delta f, \quad (4.128)$$

где $G_n = 1/R_n$.

Задающие токи источников Γ_3 и Γ_5 находятся по выражениям:

$$I_{шз}^2 = 4kT g_{ш} \Delta f, \quad (4.129)$$

$$I_{ш5}^2 = 4kT S_{ш} \Delta f, \quad (4.130)$$

где $g_{ш} = (0,8 \dots 1) g_{б'э}$, а $S_{ш} = (0,8 \dots 1) S_i$, причем наименьшее значение коэффициента характерно для германиевого транзистора, наибольшее — для кремниевое. Квадрат задающего тока зависящего источника Γ_4 , как обычно, равен

$$I_{ш4}^2 = S_i^2 U_{шб'э}^2. \quad (4.131)$$

Все независимые источники шума статистически не связаны и результаты их действия складываются по квадратичному закону. Согласно (2.71) коэффициент шума представляет собой отношение суммарной мощности шума на выходе к ее составляющей, создаваемой источником сигнала. Естественно, что вместо мощностей можно брать квадраты напряжений, что и будет выполняться.

Квадрат суммарного напряжения на выходе равен сумме квадратов напряжений, создаваемых источниками Γ_1 , Γ_2 , Γ_3 , Γ_5 и Γ_6 , действующими независимо друг от друга. Составляющие выходного напряжения источников Γ_1 , Γ_2 находятся путем умножения значений ЭДС $E_{шг}$ и $E_{шб'}$ на сквозной коэффициент усиления, определяемый выражением (4.23), в котором для любой частоты следует заменить $\Gamma_{б'э}$ на

$$\underline{Z}_{б'э} = \frac{1}{1/r_{б'э} + j\omega C_0}, \quad (4.132)$$

где согласно (4.12) $C_0 = C_{б'э} + S_i R_n C_k$.

Задающий ток источника Γ_3 , проходя через соединенные параллельно $R_r + r'_6$ и $\underline{Z}_{б'э}$, создает между точками $б'—э$ напряжение, равное произведению тока $I_{шз}$ на сопротивление $(R_r + r'_6) \underline{Z}_{б'э} / (R_r + r'_6 + \underline{Z}_{б'э})$; составляющая выходного напряжения в $S_i R_n$ раз больше напряжения, существующего между точками $б'—э$. Составляющие напряжения источников Γ_5 и Γ_6 находятся путем умножения их задающих токов на R_n .

Квадрат суммарного напряжения шума на выходе оказывается равным

$$U_{шн}^2 = \left| \frac{\underline{Z}_{б'э}}{R_r + r'_6 + \underline{Z}_{б'э}} \right|^2 (S_i R_n)^2 4kT (R_r + r'_6) \Delta f + \\ + \left| \frac{(R_r + r'_6) \underline{Z}_{б'э}}{R_r + r'_6 + \underline{Z}_{б'э}} \right|^2 (S_i R_n)^2 4kT g_{ш} \Delta f + R_n^2 4kT S_{ш} \Delta f + R_n^2 4kT G_n \Delta f. \quad (4.133)$$

С учетом (4.15), (4.16) и (4.132) последнее выражение может быть приведено к такому виду:

$$U_{\text{шн}}^2 = \frac{r_{\text{с}'}^2 (S_i R_{\text{н}})^2 4kT (R_{\text{г}} + r_{\text{с}}') \Delta f}{f (R_{\text{г}} + r_{\text{с}}' + r_{\text{с}'}')^2 [1 + (2\pi f C_0 R_{\text{эк}})^2]} + \\ + \frac{(R_{\text{г}} + r_{\text{с}}')^2 r_{\text{с}'}^2 (S_i R_{\text{н}})^2 4kT g_{\text{ш}} \Delta f}{(R_{\text{г}} + r_{\text{с}}' + r_{\text{с}'}')^2 [1 + (2\pi f C_0 R_{\text{эк}})^2]} + R_{\text{н}}^2 4kT S_{\text{ш}} \Delta f + R_{\text{н}}^2 4kT G_{\text{н}} \Delta f. \quad (4.134)$$

Разделив $U_{\text{шн}}^2$ на $(r_{\text{с}'} S_i R_{\text{н}})^2 4kT R_{\text{г}} \Delta f / (R_{\text{г}} + r_{\text{с}}' + r_{\text{с}'}')^2 [1 + (2\pi f C_0 R_{\text{эк}})^2]$, найдем коэффициент шума

$$F_{\text{ш}} = 1 + \frac{r_{\text{с}}' + (R_{\text{г}} + r_{\text{с}}')^2 g_{\text{ш}}}{R_{\text{г}}} + \frac{(R_{\text{г}} + r_{\text{с}}' + r_{\text{с}'}')^2 (S_{\text{ш}} + G_{\text{н}}) [1 + (2\pi f C_0 R_{\text{эк}})^2]}{r_{\text{с}'}^2 S_i^2 R_{\text{г}}}, \quad (4.135)$$

где $R_{\text{эк}} = (R_{\text{г}} + r_{\text{с}}') r_{\text{с}'}' / (R_{\text{г}} + r_{\text{с}}' + r_{\text{с}'}')$

и

$$C_0 R_{\text{эк}} = 1/2\pi f_{\text{в}} \sqrt{2}. \quad (4.136)$$

Выражение (4.135) показывает, что с повышением частоты при $\Delta f \ll f$ коэффициент шума возрастает, а при $f = \text{const}$ оказывается минимальным при некотором соотношении источника сигнала. Для удобства вычислений выражение (4.135) представим в виде

$$F_{\text{ш}} = 1 + a R_{\text{г}} + b + c/R_{\text{г}}, \quad (4.137)$$

где с учетом (4.30), (4.19) и $S_{\text{ш}} = h_{21\text{э}} g_{\text{ш}}$:

$$a = g_{\text{ш}} + (g_{\text{ш}}/h_{21\text{э}} + 1/h_{21\text{э}}^2 R_{\text{н}}) [1 + (2\pi f C_0 r_{\text{с}'}')^2]; \quad (4.138)$$

$$b = 2 [r_{\text{с}}' g_{\text{ш}} + h_{11\text{э}} (g_{\text{ш}}/h_{21\text{э}} + 1/h_{21\text{э}}^2 R_{\text{н}}) + (1 + r_{\text{с}}' g_{\text{ш}}) (2\pi f C_0 r_{\text{с}'}')^2 / h_{21\text{э}}^2]; \quad (4.139)$$

$$c = r_{\text{с}}' (1 + r_{\text{с}}' g_{\text{ш}}) + h_{11\text{э}}^2 (g_{\text{ш}}/h_{21\text{э}} + 1/h_{21\text{э}}^2 R_{\text{н}}) [1 + (2\pi f C_0 r_{\text{с}'}')^2 / h_{21\text{э}}^2]. \quad (4.140)$$

Решая уравнение

$$\frac{d}{dR_{\text{г}}} (a R_{\text{г}} + b + c/R_{\text{г}}) = 0,$$

находим

$$R_{\text{гш opt}} = \sqrt{c/a}, \quad (4.141)$$

$$F_{\text{ш min}} = 1 + b + 2\sqrt{ac}. \quad (4.142)$$

Для того чтобы получить представление о порядке величин $R_{\text{гш opt}}$ и $F_{\text{ш min}}$, рассмотрим числовой пример.

Требуется определить оптимальное сопротивление источника сигнала, минимальный коэффициент шума, напряжение шума, отнесенное ко входу, при ширине полосы 1 кГц и его среднеквадратическое значение напряжения при полосе 1 Гц у каскада с ОЭ на транзисторе КТ363Б с параметрами при $U_{\text{кэ}} = 5$ В и $I_{\text{к}} = 3$ мА: $f_{\text{гр}} = 1500$ МГц, $C_{\text{к}} = 2$ пФ, $r_{\text{с}}' = 37,5$ Ом, $r_{\text{с}'} = 935$ Ом, $h_{1\text{э}} = 973$ Ом, $h_{21\text{э}} = 70$ для трех значений частот сигнала $f = 0$, $f = 500$ кГц и $f = 5$ МГц при сопротивлении нагрузки $R_{\text{н}} = 600$ Ом.

Предварительно следует определить недостающие параметры транзистора: $f_{h21} = f_{\text{гр}}/h_{21\text{э}} = 1500/70 = 21,4$ МГц, $S_i = h_{21\text{э}}/r_{\text{с}'} = 70/935 = 65 \cdot 10^{-3}$ См, $C_{\text{с}'} = 1/2\pi f_{h21} r_{\text{с}'} = 0,159/21,4 \cdot 10^6 \cdot 935 = 8 \cdot 10^{-12}$ Ф, $C_0 = C_{\text{с}'} + (1 + S_i R_{\text{н}}) C_{\text{к}} = 8 + (1 + 65 \cdot 10^{-3} \cdot 600) 2 = 88$ пФ, $g_{\text{ш}} \approx g_{\text{с}'} = 1/r_{\text{с}'} = 1/935 = 1,07 \cdot 10^{-3}$ См.

Сначала найдем шумовые показатели для $f=0$

$$a = g_{\text{ш}} + g_{\text{ш}}/h_{21\beta} + 1/h_{21\beta}^2 R_{\text{н}} = 1,07 \cdot 10^{-3} + 1,07 \cdot 10^{-3}/70 + 1/70^2 \cdot 600 = 1,09 \cdot 10^{-3} \text{ См},$$

$$b = 2 [r'_{\text{б}} g_{\text{ш}} + h_{11\beta} (g_{\text{ш}}/h_{21\beta} + 1/h_{21\beta}^2 R_{\text{н}})] = 2 [37,5 \cdot 1,07 \cdot 10^{-3} + 973 (1,07 \cdot 10^{-3}/70 + 1/70^2 \cdot 600)] = 0,111,$$

$$c = r'_{\text{б}} (1 + r'_{\text{б}} g_{\text{ш}}) + h_{11\beta}^2 (g_{\text{ш}}/h_{21\beta} + 1/h_{21\beta}^2 R_{\text{н}}) = 37,5 (1 + 37,5 \cdot 1,07 \cdot 10^{-3}) + 973^2 (1,07 \cdot 10^{-3}/70 + 1/70^2 \cdot 600) = 53,7 \text{ Ом},$$

$$R_{\text{гш opt}} = \sqrt{c/a} = \sqrt{53,7/1,09 \cdot 10^{-3}} = 222 \text{ Ом},$$

$$F_{\text{ш min}} = 1 + b + 2 \sqrt{ac} = 1 + 0,111 + 2 \sqrt{1,09 \cdot 10^{-3} \cdot 53,7} = 1,591 (2,02 \text{ дБ}).$$

Напряжение шума, отнесенное ко входу, рассчитывается по выражению (2.75)

$$U_{1\text{ш A}} = K_E \sqrt{(F_{\text{ш}} - 1) 4kTR_1 \Delta f / K},$$

где в данном случае $U_{1\text{ш A}} = U_{\text{шб}}$, $R_1 = R_{\text{г}}$, а для нахождения K и K_E следует обратиться к формулам (4.33) и (4.34):

$$K = \frac{h_{21\beta} R_{\text{н}}}{h_{11\beta}} = \frac{70 \cdot 600}{973} = 43,2,$$

$$K_E = \frac{h_{21\beta} R_{\text{н}}}{R_{\text{г}} + h_{11\beta}} = \frac{70 \cdot 600}{222 + 973} = 35.$$

Итак,

$$U_{1\text{ш A}} = U_{\text{шб}} = 35 \sqrt{(1,591 - 1) 4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 222 \cdot 1000 / 43,2} = 3,76 \cdot 10^{-8} \text{ В} = 0,0376 \text{ мкВ}.$$

Поскольку $U_{\text{шб}}$ было найдено для $\Delta F = 1 \text{ кГц}$, то его значение совпадает со среднеквадратическим значением, т. е. $W = 0,0376 \text{ мкВ} / \sqrt{\text{кГц}}$ или $1,2 \text{ нВ} / \sqrt{\text{Гц}}$.

Аналогично рассчитываются шумовые параметры для частоты 1 и 10 МГц, но коэффициенты a , b , c находятся не по укороченным выражениям, а по формулам (4.138) — (4.140). Результаты расчетов сведены в табл. 4.5, откуда видно, что слагаемыми, содержащими $R_{\text{н}}$, можно пренебречь, если сопротивление нагрузки не слишком мало.

Напряжение шума на выходе зависит от частоты и полосы пропускания Δf . При выводе выражения (4.135) было принято, что в пределах Δf свойства элементов каскада, в том числе транзистора, не изменяются, в противном случае следует заменить Δf на df и находить $U_{\text{шн}}$ и $F_{\text{ш}}$ путем интегрирования.

Таблица 4.5

Шумовые параметры каскада с ОЭ

$f, \text{ МГц}$	$a, \text{ мСм}$	b	$c, \text{ Ом}$	$R_{\text{гш opt}}, \text{ Ом}$	$F_{\text{ш}}$	$N_{\text{ш}}, \text{ дБ}$	$U_{\text{шб}}, \text{ нВ}$	$W, \text{ нВ} / \sqrt{\text{Гц}}$
0	1,09	0,111	53,7	222	1,591	2,02	37,6	1,20
1	1,10	0,111	57,1	228	1,611	2,10	39,0	1,23
10	1,62	0,123	397	495	2,723	4,40	51,0	1,60

В области малых частот ($f < 10 \dots 30$ Гц) заметно сказывается шум, обусловленный эффектом мерцания, среднеквадратическая мощность которого изменяется приблизительно по закону $1/f$. Это приводит к возрастанию коэффициента шума при понижении частоты. При повышении частоты усилительные свойства транзистора ослабевают, уменьшается коэффициент передачи шума от источника сигнала и возрастает влияние источников шума Γ_5 и Γ_6 (рис. 4.26), что приводит к возрастанию коэффициента шума (рис. 4.27).

Определим коэффициент шума при $f=0$ и неоптимальном сопротивлении источника сигнала. При $R_r = 600$ Ом, по формуле (4.37) получаем

$$F_{\text{ш}} = 1 + aR_r + b + c/R_r = 1 + 1,09 \cdot 10^{-3} \cdot 600 + 0,111 + 53,7/600 = 2,66,$$

т. е. 3,14 дБ.

Шумовые свойства каскадов с ОБ и ОК также рассмотрим для области частот, в пределах которой параметры транзистора можно считать вещественными. Эквивалентные схемы каскадов с ОБ и ОК (рис. 4.28) содержат те же источники шумовых ЭДС и задающего тока, $F_{\text{ш}}$ и $R_{\text{ш опт}}$ и $F_{\text{ш min}}$ справедливы выражения (4.137), (4.141) и (4.142), причем для каскада с ОБ коэффициенты a и b определяются по формулам $a \approx g_{\text{ш}} + G_{\text{ш}}$, $b \approx 2[r'_{\text{б}} g_{\text{ш}} + h_{11\text{э}}(g_{\text{ш}} + G_{\text{ш}})/h_{21\text{э}}]$, а коэффициент c — по формуле (4.140).

При этом коэффициент шума у каскада с ОК оказывается практически таким же, что и у каскада с ОБ, если $S_i(R_r + r'_{\text{б}}) \gg 1$ и $h_{21\text{э}} = -S_i r'_{\text{б}} \gg 1$.

В табл. 4.6 приводятся значения шумовых параметров трех схем включения транзистора КТ363Б при $f=0$.

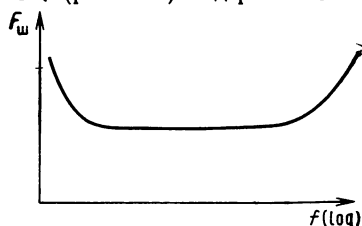


Рис. 4.27. Зависимость коэффициента шума каскада с ОБ от частоты

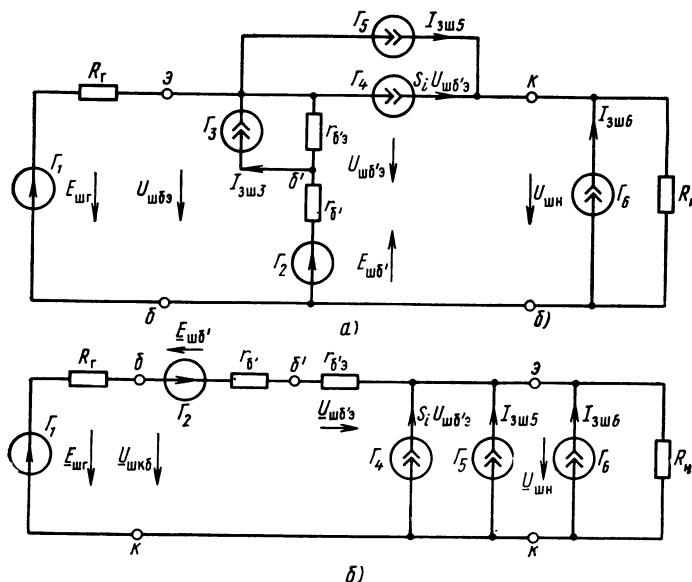


Рис. 4.28. Шумовые эквивалентные схемы каскадов с ОБ (а) и ОК (б)

Шумовые параметры транзисторных каскадов

Схема включения транзистора	a , мСм	b	c , Ом	$R_{гш\text{ опт}}$, Ом	$F_{ш\text{ min}}$	$N_{ш\text{ min}}$, дБ
ОЭ	1,09	0,111	53,7	222	1,591	2,02
ОБ	2,737	0,1346	53,7	140	1,902	2,8
ОК	1,09	0,111	53,7	222	1,591	2,02

Несколько больший уровень шума каскада с ОБ объясняется его худшими усилительными свойствами, из-за чего возрастает доля шума от нагрузки. Каскад с ОК по усилительным свойствам также уступает каскаду с ОЭ, но у него шум от нагрузки мало сказывается вследствие небольшого выходного сопротивления.

Для получения возможно меньшего коэффициента шума, кроме соблюдения рассмотренного условия согласования по шуму, когда $R_{гш} = R_{гш\text{ опт}}$ (достигаемого с помощью трансформатора), следует выбирать мал шумящие транзисторы и применять режим работы с малым током коллектора (0,1...3 мА) и низким коллекторным напряжением (1...3 В).

4.5.2. ШУМОВЫЕ ПАРАМЕТРЫ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

У полевых транзисторов основными видами помех являются тепловые шумы токопроводящего канала. Практически при нахождении коэффициента шума достаточно учесть влияние трех источников (рис. 4.29) Γ_1 , Γ_5 и Γ_6 , создающих ЭДС

$$E_{шг}^2 = 4kTR_{г} \Delta f \quad (4.143)$$

и задающие токи

$$I_{ш5}^2 = 4kTS \Delta f, \quad (4.144)$$

$$I_{ш6}^2 = 4kTG_{н} \Delta f, \quad (4.145)$$

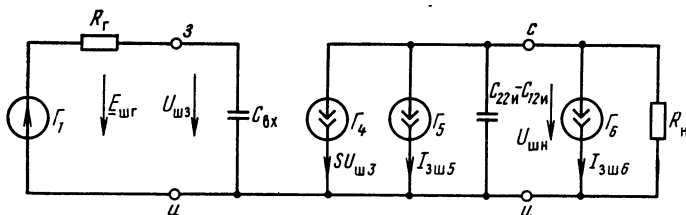


Рис. 4.29. Шумовая эквивалентная схема каскада с ОИ

пренебрегая активной составляющей входной проводимости $g_{зи} = 1/r_{зи} \approx 0$ и обеими составляющими выходной проводимости $g_{си} = 1/r_{си} \approx 0$ и $\omega C_{22н} \approx 0$. При этом

$$U_{шз}^2 = \frac{4kTR_{\Gamma}\Delta f}{1 + (2\pi f C_{вх} R_{\Gamma})^2};$$

$$U_{шн}^2 = (SR_{\Gamma})^2 U_{шз}^2 + 4kT(S + G_{\Gamma})\Delta f R_{\Gamma}^2 =$$

$$= \frac{4kTR_{\Gamma}\Delta f (SR_{\Gamma})^2}{1 + (2\pi f C_{вх} R_{\Gamma})^2} + 4kT(S + G_{\Gamma})\Delta f R_{\Gamma}^2; \quad (4.146)$$

Коэффициент шума равен отношению квадрата напряжения выходного шума $U_{шз}^2$ к его значению при отсутствии источников Γ_5 и Γ_6 , равному $4kTR_{\Gamma}\Delta f/[1 + (2\pi f C_{вх} R_{\Gamma})^2]$, т. е.

$$F_{ш} = 1 + \frac{(S + G_{\Gamma})[1 + (2\pi f C_{вх} R_{\Gamma})^2]}{R_{\Gamma} S^2}. \quad (4.147)$$

Это выражение справедливо для узкой полосы частот $\Delta f \ll f_{в}$, в пределах которой допустимо считать $2\pi f C_{вх} R_{\Gamma} \approx \text{const}$. При широкой полосе частот, например от 0 до $f_{в}$, $F_{ш}$ находится путем интегрирования, для чего Δf приравняется df .

Коэффициент шума на заданной частоте будет минимальным при

$$R_{\Gamma ш \text{ opt}} = 1/2\pi f C_{вх} \quad (4.148)$$

и равным

$$F_{ш \text{ min}} = 1 + \frac{(S + G_{\Gamma}) \cdot 2\pi f C_{вх}}{S^2}. \quad (4.149)$$

Общее выражение (4.147) показывает, что в пределах узкой полосы частот Δf с ростом частоты f коэффициент шума увеличивается.

В области малых частот $f < 1/2\pi C_{вх} R_{\Gamma} = f_{в\sqrt{2}} = f_p$ коэффициент шума

$$F = 1 + (S + G_{\Gamma})/R_{\Gamma} S^2 \quad (4.150)$$

монотонно убывает при возрастании R_{Γ} .

Вместо источника шумового тока Γ_5 в литературе используется понятие эквивалентного шумового сопротивления полевого транзистора $r_{шз}$, условно подключенного к промежутку затвор — исток и численно равного естественным флуктуациям i_c . При этом

$$r_{шз} \approx 1/S, \quad (4.151)$$

так как квадрат ЭДС шума, поступающего на затвор, равен $U_{шзи}^2 = 4kTr_{шзи}\Delta f$, а квадрат шумовой составляющей тока стока в S^2 раз больше, т. е.

$$I_{шс}^2 = S^2 U_{шзи}^2 = 4kTS^2 r_{шз} \Delta f; \quad (4.152)$$

с другой стороны, как следует из эквивалентной схемы на рис. 4.29 и выражения (4.144),

$$I_{шс}^2 = I_{шсз}^2 = 4kT S \Delta f. \quad (4.153)$$

Приравнивая правые части выражений (4.152) и (4.153), приходим к соотношению (4.151).

Рассмотрим пример расчета шумовых параметров каскада с ОИ.

Требуется найти оптимальное сопротивление источника сигнала и минимальный коэффициент шума каскада с ОИ, выполненного на полевом транзисторе КП304Д с параметрами $S=2,8$ мСм, $C_{11\pi}=9$ пФ, $C_{12\pi}=2$ пФ при сопротивлении нагрузки 2 кОм, емкости монтажа 3 пФ и частотах сигнала 2 МГц и 200 кГц.

Для выполнения этого расчета используем выражения (4.95), (4.148) и (4.149):

$$C_{\Sigma\pi} = C_{11\pi} + SR_{\pi}C_{12\pi} + C_{\pi} = 9 + 2,8 \cdot 2 \cdot 2 + 3 = 23,2 \text{ пФ},$$

$$R_{\Gamma\pi \text{ опт}} = 1/2\pi f C_{\Sigma\pi} = 0,159/2 \cdot 10^6 \cdot 23,2 \cdot 10^{-12} = 3440 \text{ Ом},$$

$$F_{\pi \text{ min}} = 1 + \frac{(S + G_{\pi}) 4\pi f C_{\Sigma\pi}}{S^2} = 1 + \frac{(2,8 + 0,5) 4 \cdot 3,14 \cdot 2 \cdot 10^6 \cdot 23,2 \cdot 10^{-12}}{2,8^2 \cdot 10^{-6}} =$$

$$= 1,246 (\approx 1 \text{ дБ}).$$

Как видно из (4.93), при $R_{\Gamma} = R_{\Gamma\pi \text{ опт}}$ частота $f_{\pi \sqrt{2}}$ входной цепи равна первой из заданных частот сигнала, т. е. 2 МГц. Поэтому на частоте в десять раз меньшей влияние $C_{\Sigma\pi}$ на F_{π} не сказывается, и согласно (4.150) зависимость $F_{\pi}(R_{\Gamma})$ носит монотонный характер и расчет коэффициента шума следует вести по формуле (4.150); так, при $R_{\Gamma} = 3440$ Ом и $f = 200$ кГц

$$F_{\pi} = 1 + (S + G_{\pi})/R_{\Gamma} S^2 = 1 + (2,8 + 0,5) \cdot 10^{-3}/3440 (2,8 \cdot 10^{-3})^2 =$$

$$= 1,123 (\approx 0,5 \text{ дБ}).$$

Однако при меньшем, допустим в десять раз, значении R_{Γ} коэффициент шума оказывается заметно большим: $F_{\pi} = 2,23 (\approx 3,5 \text{ дБ})$. При этом среднеквадратическое значение напряжения при $f = 2$ МГц, $R_{\Gamma} = 3440$ Ом и $T = 300$ К

$$W = \sqrt{\frac{4kTR_{\Gamma}(F_{\pi} - 1) \cdot 10^{18}}{1 + (f/f_{\pi\sqrt{2}})^2}} =$$

$$= \sqrt{\frac{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 3440 (1,224 - 1) \cdot 10^9}{1 + (2/2)^2}} = 2,65 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}.$$

При $f = 0,2$ МГц

$$W = \sqrt{4kTR_{\Gamma}(F_{\pi} - 1) \cdot 10^{18}} = \sqrt{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 3440 \cdot (1,123 - 1) \cdot 10^9} =$$

$$= 2,65 \text{ нВ}/\sqrt{\text{Гц}}.$$

При понижении частоты, практически начиная со 100 Гц, заметно сказываются шумы, среднеквадратическое значение мощности которых изменяется по закону $1/f$, таким образом, зависимость F от f у полевого транзистора оказывается такой же, как и у биполярного транзистора (рис. 4.27).

У каскада с ОС коэффициент шума и оптимальное сопротивление источника сигнала практически не отличаются от F_{π} , $F_{\pi \text{ min}}$ и $R_{\Gamma\pi \text{ опт}}$ каскада с ОИ, если только произведения SR_{Γ} и $SR_{\Sigma\pi}$ заметно превышают единицу.

4.6. РЕЖИМЫ РАБОТЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

4.6.1. РЕЖИМ А

В режиме А точка покоя транзистора или лампы находится примерно в средней части используемой части характеристики

усилительного элемента, работающего, как принято говорить, без отсечки тока. Временные диаграммы на рис. 4.3 дают представление о сущности режима А.

Режим А характеризуется сравнительно низким уровнем высших гармоник ($2f, 3f \dots$), однако энергетические показатели оказываются неблагоприятными. В режиме А непрерывно, независимо от уровня сигнала потребляется приблизительно одна и та же мощность от источника питания, а вследствие сравнительно небольшого коэффициента использования тока, например коллекторного

$$\xi_i = I_{km}/I_{K\text{ ср}} < 1,$$

где I_{km} — амплитуда первой гармоники, а $I_{K\text{ ср}}$ — среднее значение тока, близкое к постоянному значению I_K в отсутствие сигнала, КПД получается меньше 50%. Действительно, КПД, представляющий собой отношение полезной (отдаваемой) мощности P_n к мощности, потребляемой от источника питания $P_{ок}$, равный

$$\eta = \frac{P_n}{P_{ок}} = \frac{0,5 U_{km} I_{km}}{U_{KЭ} I_{K\text{ ср}}} = \frac{U_{km} I_{km}}{2 U_{KЭ} I_K}. \quad (4.154)$$

не может быть больше 50%. Это объясняется тем, что и коэффициент использования напряжения (здесь коллекторного)

$$\xi = U_{km}/U_K < 1, \quad (4.155)$$

где U_{km} — амплитудное значение первой гармоники коллекторного напряжения, U_K — постоянное напряжение на коллекторе в отсутствие сигнала.

Режим А широко используется в рассмотренных уже одноктактных каскадах, для которых он является единственно возможным.

4.6.2. РЕЖИМ В

При работе в режиме В (рис. 4.30) ток I_K мал, и усилительный элемент работает с отсечкой тока, т. е. с перерывами, что удобно охарактеризовать углом отсечки θ , равным половине длительности импульса в угловом исчислении в идеализированных ус-

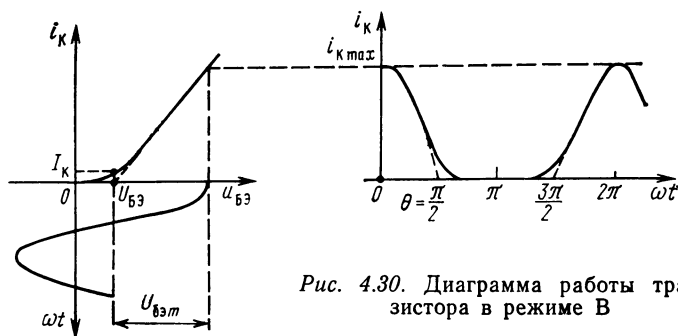


Рис. 4.30. Диаграмма работы транзистора в режиме В

ловиях — при аппроксимации характеристики усилительного элемента ломаной прямой. При работе в режиме В угол отсечки $\theta = \pi/2$.

Раскладывая в ряд Фурье пульсирующий ток в идеализированных условиях, получаем

$$i_K = \frac{i_{K \max}}{\pi} + \frac{i_{K \max}}{2} \cos \omega t + \frac{2i_{K \max}}{1.3\pi} \cos 2\omega t - \frac{2i_{K \max}}{3.5\pi} \cos 4\omega t + \dots \quad (4.156)$$

Среднее значение (постоянная составляющая) тока, равная

$$I_{K \text{ ср}} = i_{K \max}/\pi, \quad (4.157)$$

зависит от амплитуды сигнала. При отсутствии сигнала в идеализированных условиях $I_{K \text{ ср}} = 0$, и не потребляется мощность от источника питания. Поэтому потребляемая за длительное время энергия оказывается значительно меньше (примерно в 10 раз при усилении звуковых сигналов) по сравнению с потребляемой энергией в режиме А. В то же время при работе в режиме В за счет лучшего использования тока, когда

$$\xi_i = \frac{I_{K \text{ м}}}{I_{K \text{ ср}}} = \frac{i_{K \max}/2}{i_{K \max}/\pi} = \frac{\pi}{2} \quad (4.158)$$

по крайней мере в $\pi/2$ раз больше, чем в режиме А, предельное значение КПД не превышает 78,5%:

$$\eta < 0,5 \pi/2 = \pi/4 = 0,785. \quad (4.159)$$

Чем выше КПД, тем меньшая мощность теряется внутри усилительного элемента. При одной и той же мощности, рассеиваемой на коллекторе (на стоке, аноде), полезная выходная мощность может быть получена больше по сравнению с мощностью в режиме А примерно в 5 раз.

Однако в режиме В, как видно из (4.140), велика доля четных гармоник, в частности амплитуда второй гармоники

$$I_{K2} = 2i_{K \max}/3\pi \quad (4.160)$$

составляет 42,5% от амплитуды первой гармоники

$$I_{K1} = i_{K \max}/2. \quad (4.161)$$

Для их подавления каскад, работающий в режиме В, выполняется по двухтактной схеме, содержащей два (или четное число) усилительных элемента, открываемых сигналом поочередно и включенных так, чтобы синтезировать из двух токов, типа показанных на рис. 4.30, гармоничное колебание.

Если угол отсечки превышает $\pi/2$, то имеет место промежуточный режим АВ, к достоинствам которого относятся возможность использования менее сложных цепей питания и, в общем, меньший уровень нелинейных искажений.

4.6.3. РЕЖИМ С

При работе усилительного элемента в режиме С напряжение смещения таково, что угол отсечки оказывается меньше $\pi/2$ (рис. 4.31), при этом ток покоя равен нулю или весьма мал.

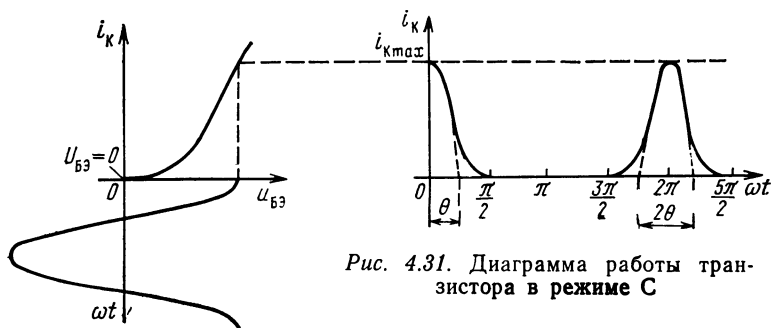


Рис. 4.31. Диаграмма работы транзистора в режиме С

Для режима С в пределе (при $\theta \rightarrow 0$) характерны $\xi_i \approx 2$ и $\eta \approx 100\%$. Однако вследствие значительной доли всех высших гармоник ($2f, 3f \dots$), обусловленных искажениями типа центральной отсечки (рис. 2.27), этот режим не пригоден для рассматриваемых нами усилителей. Он весьма широко используется в одноктактных и двухтактных каскадах мощных усилителей радиочастоты, содержащих колебательные системы, эффективно фильтрующие высшие гармоники.

4.6.4. РЕЖИМ D

Для режима D характерной является работа усилительного элемента в ключевом режиме, при котором усилительный элемент либо открыт (падение напряжения на нем весьма мало, а ток велик), либо закрыт (ток очень мал, напряжение максимально, оно близко к напряжению источника питания). Поэтому режим D можно использовать для усиления лишь прямоугольных импульсов. В этом режиме потери внутри усилительного элемента незначительны, КПД близок к 100% .

Для усиления гармонического сигнала необходимо его преобразовать в прямоугольные импульсы неизменного размаха, длительность которых пропорциональна мгновенному значению напряжения сигнала при постоянной частоте следования импульсов, превышающей максимальную частоту сигнала. После усиления (генерирования) импульсов осуществляется демодуляция, т. е. обратное преобразование в сигнал первоначальной формы. Усилители класса D из-за их значительной сложности используются пока что мало. Но они перспективны для мощных устройств, выполненных на маломощных усилительных элементах.

4.7. ЦЕПИ ПИТАНИЯ БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

Цепи питания усилительных элементов должны обеспечивать определенный режим работы по постоянному току, например U_B , I_B , U_K , I_K для биполярного транзистора. При этом не должно иметь место недопустимое отклонение от заданного режима работы.

Под воздействием дестабилизирующих факторов (изменение температуры, разброс параметров и, в некоторых случаях, колебание напряжений питания).

Кроме того, при выборе того или иного вида цепей питания стремятся применять меньшее число источников питания и схемных элементов и по возможности снижать потребляемую мощность.

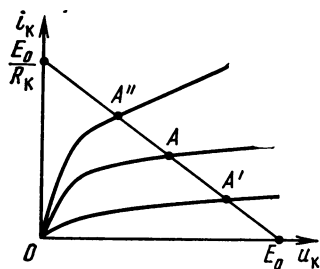


Рис. 4.32. Нагрузочная прямая

При значительном изменении тока покоя коллектора точка покоя может занимать положения A' и A'' (рис. 4.32). В первом положении крутизна характеристики прямой передачи y_{21a} , как видно из рис. 4.3, невелика, за счет чего усилительные свойства ослаблены, а избыток коллекторного напряжения снижает надежность транзистора. Кроме того, при этом могут возрасти нелинейные искажения.

Во втором положении крутизна y_{21a} и коэффициент усиления также получаются небольшими, вероятность возникновения заметных нелинейных искажений весьма велика.

При небольших отклонениях точки покоя от среднего положения A отмеченные нежелательные явления отсутствуют. Для стабилизации этого положения применяют специальные меры, основанные на использовании ОС или компенсационного эффекта.

Исходный режим работы задается либо напряжением смещения $U_{БЭ}$, либо током I_B .

Смещение может быть фиксированным, например по току базы при $i_b = I_b = \text{const}$ или по напряжению на базе при $u_{БЭ} = U_{БЭ} = \text{const}$, либо автоматически регулируемым, когда при изменении тока коллектора напряжение или ток базы также изменяются, но в сторону выравнивания режима работы транзистора.

Для определения неустойчивости тока, например коллектора или расчета номиналов элементов цепи питания, должны быть известны пределы изменения температуры перехода t_n . При отсутствии теплоотвода (радиатора)

$$t_n = t_c + R_{nc} P_K, \quad (4.162)$$

t_c — температура окружающей среды, R_{nc} — тепловое сопротивление промежутка переход — окружающая среда, являющаяся параметром транзистора, а

$$P_K = U_{KЭ} I_K \quad (4.163)$$

— мощность рассеяния на коллекторе. При этом

$$t_{п \min} = t_{с \min} + R_{пс} P_K, \quad t_{пр \max} = t_{с \max} + R_{пс} P_K, \quad (4.164)$$

где $t_{пр \max}$ — максимальная рабочая температура, причем $t_{пр \max} \leq t_{п \max}$.

При охлаждении транзистора с помощью радиатора с тепловым сопротивлением $R_{кс}$, в (4.164) $R_{пс}$ заменяется суммой $R_{пк} + R_{кс}$, где $R_{пк}$ — тепловое сопротивление промежутка перехода — корпус, параметр транзистора. За номинальное значение параметра $h_{21э}$ рекомендуется принять среднее геометрическое [см. (4.69)]. С повышением температуры перехода параметр $h_{21э}$ увеличивается на (0,3...0,4) % на 1° сверх 25° и уменьшается на (0,15...0,25) % на 1° при ее понижении, считая от 25° .

С учетом влияния изменения температуры перехода и технологического разброса при 10% -й отбраковке крайние расчетные значения $h_{21э}$ оказываются равными

$$h'_{21э} = (0,8 h_{21э \min} + 0,2 h_{21э \max}) \left[1 - \frac{25^\circ - t_{п \min}}{(600 \dots 400)^\circ} \right], \quad (4.165)$$

$$h''_{21э} = (0,2 h_{21э \min} + 0,8 h_{21э \max}) \left[1 + \frac{t_{пр \max} - 25^\circ}{(250 \dots 300)^\circ} \right],$$

где

$$\Delta h_{21э} = h''_{21э} - h'_{21э}. \quad (4.166)$$

4.7.1. ЦЕПИ СМЕЩЕНИЯ С ФИКСАЦИЕЙ ТОКА БАЗЫ И НАПРЯЖЕНИЯ НА БАЗЕ

Фиксация тока I_B практически достигается, если в цепи базы находится резистор R_6 с высоким сопротивлением (рис. 4.33). В этих условиях

$$I_B = (E_0 - U_B)/R_6, \quad (4.167)$$

а так как обычно $E_0 \gg U_{БЭ}$, то $I_B \approx E_0/R_6 = \text{const}$, т. е. ток смещения базы практически не зависит от параметров отдельного экземпляра транзистора и от температуры перехода.

Известно, что у транзистора

$$I_Э = I_Б + I_К, \quad I_К = -h_{21б} I_Э + I_{КБ0}, \quad (4.168)$$

поэтому

$$I_К = -\frac{h_{21б} I_Б}{1 + h_{21б}} + \frac{I_{КБ0}}{1 + h_{21б}} \quad (4.169)$$

или

$$I_К = h_{21э} I_Б + (1 + h_{21э}) I_{КБ0}. \quad (4.170)$$

Обратный ток коллектора $I_{КБ0}$ и параметр $h_{21э}$ зависят от температуры перехода $t_п$:

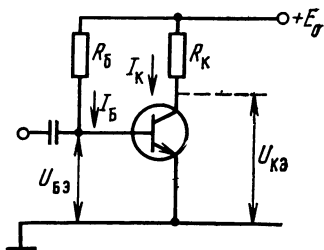


Рис. 4.33. Схема смещения с фиксацией тока базы

$$I_{KB0} t = I_{KB0} \cdot 10^{a(t_{п-25^\circ})}, \quad (4.171)$$

причем для кремниевого транзистора $a=0,02 \dots 0,025$, а для германиевого $a=0,03 \dots 0,035$. Кроме того, вследствие технологического разброса значения параметра $h_{21э}$ отдельных экземпляров могут отличаться в два раза и более. Температура же перехода за счет выделения тепла внутри транзистора, обусловленного рассеянием мощности на коллекторе, несколько превышает температуру окружающей среды.

Ток I_{KB0} сам по себе мал (у маломощных кремниевых транзисторов порядка $0,02 \dots 0,5$ мкА, а у германиевых по крайней мере на порядок больше). Однако при повышении температуры на $30 \dots 50^\circ\text{C}$ и больше, особенно у германиевого транзистора, ток I_{KB0t} , умноженный на $(1+h_{21э})$, оказывается порядка нескольких миллиампер, т. е. сравнимым с коллекторным током покоя при комнатной температуре. Например, у транзистора ГТ313А $I_{KB0} = 5$ мкА, $h_{21э} = 60$ и при изменении температуры перехода от 25 до 65°

$$(1+h_{21э}) I_{KB0} \cdot 10^{0,03(t_{п-25^\circ})} = (1+60) 5 \cdot 10^{0,03(65-25^\circ)} = 4900 \text{ мкА} = 4,9 \text{ мА}.$$

Поскольку у кремниевых транзисторов ток I_{KB0} мал и, кроме того, при повышении $t_{п}$ он растет медленнее, чем у германиевых, то в большинстве случаев для них можно принять $I_{KB0} \approx 0$.

Для вывода соотношений, используемых при анализе более сложных схем, продифференцируем выражение (4.170), полагая, что $I_B = \text{const}$ и $1+h_{21э} \approx h_{21э}$;

$$dI_K = I_B dh_{21э} + h_{21э} dI_{KB0} + I_{KB0} dh_{21э};$$

иначе

$$dI_K = I_K dh_{21э}/h_{21э} + h_{21э} dI_{KB0},$$

где I_K — исходный ток покоя транзистора при $i_B = I_B$, определяемый из (4.170). Как видно из рис. 4.34, повышение температуры перехода вызывает сдвиг характеристики и увеличение ее крутизны, равной $h_{21э}$.

Переходя от дифференциалов к конечным приращениям и обозначая эквивалентное изменение тока в цепи базы, отображающее влияние ΔI_{KB0} и $\Delta h_{21э}$ на ток коллектора,

$$\Delta I_0 = \Delta h_{21э} I_K / h_{21э} + \Delta I_{KB0}, \quad (4.172)$$

где $\Delta I_{KB0} = I_{KB0 \text{ max}} - I_{KB0 \text{ min}}$, получаем

$$\Delta I_K = h_{21э} \Delta I_0. \quad (4.173)$$

Равенству (4.173) соответствует эквивалентная схема на рис. 4.35, в которой показано, что $R_6 = \infty$, как и должно быть для того, чтобы ток базы получился строго постоянным. При конечном значении этого сопротивления часть тока ΔI_0 ответвляется в R_6 , а оставшаяся часть, пропорциональная $R_6/(h_{11э} + R_6)$, протекает через вывод базы и, следовательно, управляет током коллектора, который в этих условиях изменяется на

$$\Delta I_K = h_{21э} R_6 \Delta I_0 / (h_{11э} + R_6). \quad (4.174)$$

При $R_6 = 0$ не происходит изменения коллекторного тока, обусловленного дестабилизирующим фактором ΔI_0 .

Сопротивление R_6 (рис. 4.35) определяется структурой цепей питания транзистора. На основании теоремы об эквивалентном генераторе эти цепи можно заменить последовательно включен-

ным источником E_0 с внутренним сопротивлением R_6 (рис. 4.36). Очевидно, что при $R_6=0$ на базу подается фиксированное (строго постоянное) напряжение смещения $U_{БЭ} = E_{0Б}$. Но, как было показано, при $R_6=0$ дестабилизирующие факторы $\Delta I_{КБ0}$ и Δh_{21} не изменяют режим работы. В этом случае характеристика прямой

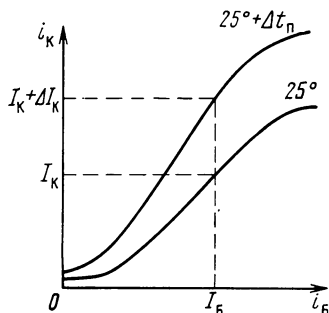


Рис. 4.34. Влияние изменения температуры перехода при $i_B = I_B = \text{const}$ ($R_6 = \infty$) на положение характеристики $i_K = f(i_B)$

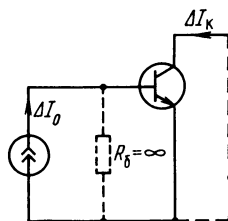


Рис. 4.35. Эквивалентная схема для определения нестабильности коллекторного тока при фиксированном смещении тока базы

передачи $i_K = f(u_B)$ смещается почти параллельно со скоростью приблизительно $-2,2 \cdot 10^{-3}$ В на 1° изменения температуры перехода (рис. 4.37), что эквивалентно появлению в цепи между базой и эмиттером напряжения $\Delta u_{БЭ}$, но без сдвига характеристики, или сдвигу характеристики на величину $\Delta u_{БЭ}$ при одном и том же приращении тока Δi_K . Заменим $\Delta u_{БЭ}$ на $-\Delta U_0$ и примем во

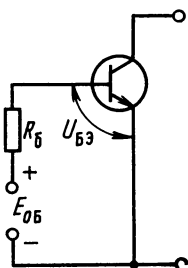


Рис. 4.36. Обобщенная эквивалентная схема цепи питания базы

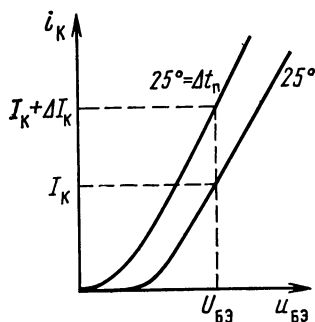


Рис. 4.37. Влияние изменения температуры перехода при $u_{БЭ} = U_{БЭ} = \text{const}$ ($R_6=0$) на положение характеристики $i_K = f(u_{БЭ})$

внимание технологический разброс параметров, из-за которого характеристики смещаются на $0,03 \dots 0,06$ В, и тогда

$$\Delta U_0 = 22 \cdot 10^{-3} \Delta t_c + (0,03 \dots 0,06 \text{ В}). \quad (4.175)$$

При этом

$$\Delta I_K = y_{21\vartheta} \Delta U_0, \quad (4.176)$$

Поскольку сдвиг характеристик $i_K = f(u_B)$ эквивалентен появлению в цепи базы ЭДС, равной ΔU_0 (рис. 4.38), то при наличии конечного сопротивления R_6

$$\Delta I_K = \frac{h_{11\vartheta} \Delta U_0 y_{21\vartheta}}{h_{11\vartheta} + R_6} = \frac{h_{21\vartheta} \Delta U_0}{h_{11\vartheta} + R_6}. \quad (4.177)$$

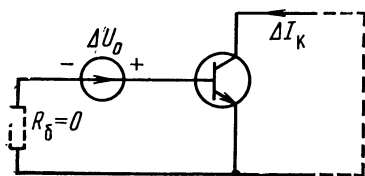


Рис. 4.38. Эквивалентная схема для определения нестабильности коллекторного тока при фиксированном смещении напряжения на базе

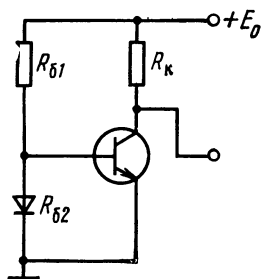


Рис. 4.39. Схема подачи напряжения на базу с помощью делителя напряжения

При $R_6 = 0$ изменение коллекторного тока может оказаться значительным, а при $R_6 = \infty$ рассматриваемого сдвига характеристики не существует.

Напряжение смещения $U_{БЭ}$ составляет доли вольта. Для получения такого почти фиксированного напряжения смещения на базе на практике применяется делитель напряжения и один источник питания цепей базы и коллектора (рис. 4.39). Согласно теореме об эквивалентном генераторе в данном случае

$$R_6 = R_{61} R_{62} / (R_{61} + R_{62}) \quad (4.178)$$

и

$$E_{0Б} = R_{62} E_0 / (R_{61} + R_{62}). \quad (4.179)$$

При этом требуется, чтобы $R_6 \ll h_{11\vartheta}$.

Если в качестве R_{62} вместо резистора использовать диод, то следует различать его сопротивления: дифференциальное и постоянному току. Дифференциальное сопротивление используется при расчете нестабильности режима работы:

$$r_d \approx \Delta u_d / \Delta i_d \approx 1 / (25 \dots 40) I_d, \quad (4.180)$$

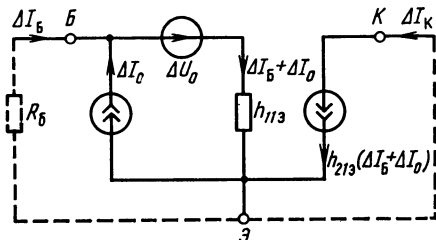
где первое значение числового коэффициента характеризует кремневый диод, второе — германиевый. Рассчитывая исходный режим работы по постоянному току транзистора, следует ориентироваться на сопротивление постоянному току

$$R_d = U_d / I_d, \quad (4.181)$$

определяемое по статической (вольт-амперной) характеристике диода.

При исследовании более сложных цепей питания удобно использовать эквивалентную схему, содержащую независимые источники задающего тока ΔI_0 и ЭДС ΔU_0 , которые были приняты за исходные факторы нестабильности (рис. 4.40).

Рис. 4.40. Общая эквивалентная схема для определения нестабильности ΔI_K



Теперь легко выразить нестабильность коллекторного тока при конечном сопротивлении R_6 . Источник ЭДС ΔU_0 создает ток, направленный в сторону базы и равный $\Delta U_0 / (h_{11э} + R_6)$, а источник тока ΔI_0 создает ток $\Delta I_0 h_{11э} / (h_{11э} + R_6)$; вместе эти источники изменяют ток базы

$$\Delta I_B = \Delta U_0 / (h_{11э} + R_6) - \Delta I_0 h_{11э} / (h_{11э} + R_6)$$

и ток коллектора

$$\Delta I_K = h_{21э} (\Delta I_B + \Delta I_0) = h_{21э} (\Delta U_0 + R_6 \Delta I_0) / (h_{11э} + R_6). \quad (4.182)$$

Этот же результат можно получить, сложив правые части равенств (4.174) и (4.177).

Выражение (4.182) позволяет установить, какие значения R_6 следует выбирать, чтобы обеспечить лучшую стабильность коллекторного тока; вынося в правой части за скобки ΔI_0 , получаем

$$\Delta I_K = \frac{h_{21э} (\Delta U_0 / \Delta I_0 + R_6) \Delta I_0}{h_{11э} + R_6}. \quad (4.183)$$

Если $\Delta U_0 / \Delta I_0 < h_{11э}$, то большую роль играет фактор ΔI_0 и R_6 целесообразно взять небольшим; при $\Delta U_0 / \Delta I_0 > h_{11э}$ фактор ΔU_0 сказывается сильнее и R_6 выгодно увеличивать.

4.7.2. ЦЕПИ СМЕЩЕНИЯ С ДИОДНОЙ СТАБИЛИЗАЦИЕЙ

При изменении температуры статическая характеристика диода $i_D = f(u_D)$ сдвигается примерно так же, как и зависимость $i_K = f(u_B)$, и приблизительно с такой же скоростью, т. е. на $2,2 \times 10^{-3}$ В/°С. Если через диод пропустить постоянный ток, превышающий в несколько раз ток базы, то, например, при повышении t_n зависимость $i_D = f(u_D)$ сдвигается влево, при этом напряжение $U_D = U_{БЭ}$ снизится приблизительно до такого значения, при котором ток I_K (рис. 4.37) практически не изменяется. Такой способ поддержания коллекторного тока постоянным, называемый

диодной стабилизацией, в отличие от других применяется при работе усилительных элементов в режимах А и В.

В качестве примера рассмотрим схему цепи питания выходного двухтактного каскада, работающего в режиме В (рис. 4.41). Для получения малого напряжения смещения и стабилизации тока покоя число диодов выбрано равным числу промежутков база-эмиттер, на которые поступает снимаемое с них постоянное напряжение, существующее на диодной цепочке. Возбуждение транзисторов $V4$, $V5$ обеспечивает транзистор $V3$ предвыходного однотокового каскада, работающий в режиме А. Постоянный ток коллектора этого транзистора создает на диодах требуемое (удвоенное) напряжение смещения. Резистор $R4$ предназначен для стабилизации (эмиттерной) режима работы транзистора $V3$.

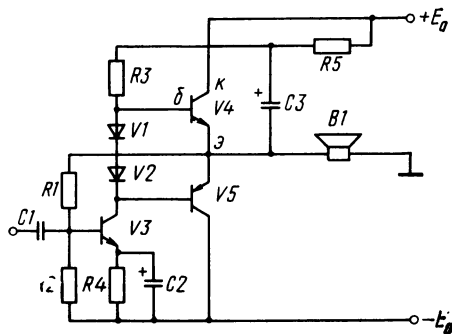


Рис. 4.41. Принципиальная схема цепи питания выходного двухтактного каскада

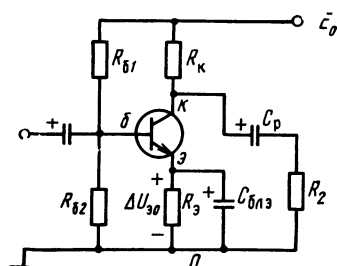


Рис. 4.42. Схема цепи питания с эмиттерной стабилизацией

4.7.3. ЦЕПЬ СМЕЩЕНИЯ С ЭМИТТЕРНОЙ СТАБИЛИЗАЦИЕЙ

Одной из распространенных в усилителях переменного тока схем с ОС, предназначенной для стабилизации режима, является схема с эмиттерной стабилизацией (рис. 4.42). В качестве элемента последовательной ОС по току используется резистор R_3 .

Физически выравнивающее действие ОС объясняется тем, что, например, при увеличении тока коллектора под воздействием дестабилизирующего фактора возрастают ток эмиттера и напряжение, теряемое на R_3 .

Напряжение $\Delta U_{Э0}$, приложено к точкам э и б через резистор R_{62} , а также через источник питания и резистор R_{61} . Сопротивление источника питания много меньше R_{61} , поэтому можно считать, что $\Delta U_{Э0}$ передается от точек б, э к точкам б, э через параллельно соединенные R_{61} и R_{62} с общим сопротивлением (4.178). Часть напряжения $\Delta U_{Э0}$, переданная на базу и равная

$$\Delta U_{Б0} = h_{11э} \Delta U_{Э0} / (R_{61} + R_{62}), \quad (4.184)$$

стремится уменьшить коллекторный ток, результирующее измене-

ние которого, таким образом, получается меньше, чем в схеме без обратной связи.

Эффективность стабилизирующего действия зависит от глубины ОС. Для получения более глубокой ОС следует увеличивать R_3 , но тогда на нем будет теряться большая доля напряжения источника питания. С другой стороны, для лучшей передачи напряжения $\Delta U_{э0}$ к точкам б, э сопротивление R_6 следует выбирать как можно меньшим; для этого в цепи и применяется делитель напряжения R_{61} , R_{62} , а не одиночный резистор R_{61} . При этом постоянный ток, проходящий через R_{61} , станет больше, и для сохранения установленного потенциала в точке б сопротивление R_{61} придется несколько уменьшить. Уменьшая R_{61} и применяя R_{62} , можно получить $R_6 < R_{61}$ и увеличить коэффициент передачи напряжения через делитель R_6 , $h_{11э}$. Выбирая сопротивления R_{61} и R_{62} , надо считаться с тем, что R_6 является дополнительной нагрузкой для предшествующего каскада и что при малом R_{62} увеличивается ток, потребляемый от источника питания.

Конденсатор $C_{6лэ}$ используется для того, чтобы сглаживающее действие ОС не привело к снижению коэффициента усиления сигнала. При небольшом сопротивлении R_3 иногда $C_{6лэ}$ не применяется. Получаемая при этом сравнительно неглубокая ОС стабилизирует усиление и снижает нелинейные искажения, хотя в такой же степени уменьшается и коэффициент усиления. Если каскад представляет собой эмиттерный повторитель, то сопротивление R_3 в цепи эмиттера, являющееся элементом связи с нагрузкой, конденсатором, естественно, не шунтируется.

Вводя в эквивалентную схему на рис. 4.40 сопротивление R_3 , получим цепь, изображенную на рис. 4.43. Составив контурное уравнение

$$R_6 \Delta I_B - \Delta U_0 + h_{11э} (\Delta I_B + \Delta I_0) + R_3 [\Delta I_B + h_{21э} (\Delta I_B + \Delta I_0)] = 0,$$

решим его относительно $\Delta I_B + \Delta I_0$, вводя в левую и правую части недостающие слагаемые $R_6 \Delta I_0$ и $R_3 \Delta I_0$.

Умножая найденное решение

$$\Delta I_B + \Delta I_0 = \frac{\Delta U_0 + (R_6 + R_3) \Delta I_0}{h_{11э} + R_6 + (1 + h_{21э}) R_3}$$

на $h_{21э}$, определим искомую нестабильность коллекторного тока

$$\Delta I_K = \frac{h_{21э} [\Delta U_0 + (R_6 + R_3) \Delta I_0]}{h_{11э} + R_6 + (1 + h_{21э}) R_3}. \quad (4.185)$$

Для снижения ΔI_K сопротивление R_3 следует выбирать большим, как уже отмечалось.

Чтобы выбрать сопротивление R_6 , представим выражение (4.185) в такой форме:

$$\Delta I_K = \frac{h_{21э} (\Delta U_0 / \Delta I_0 + R_3 + R_6) \Delta I_0}{h_{11э} + (1 + h_{21э}) R_3 + R_6}.$$

Теперь очевидно, что если $R_3 = \text{const}$, то при $\Delta U_0 / \Delta I_0 + R_3 < h_{113} + (1 + h_{213}) R_3$, т. е. при $R_3 > (\Delta U_0 / \Delta I_0 - h_{113}) / h_{213}$, сопротивление R_3 надо брать возможно меньшим и наоборот.

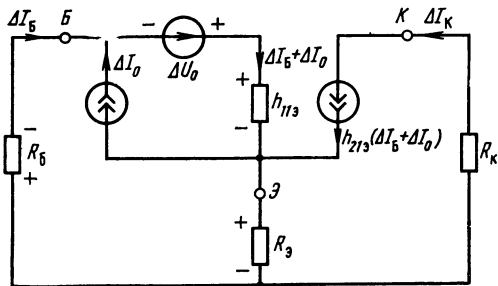


Рис. 4.43. Эквивалентная схема цепи питания с эмиттерной стабилизацией

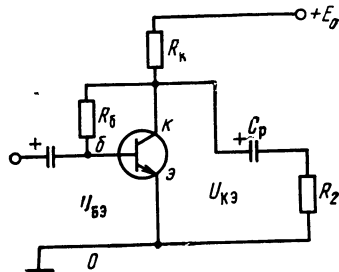


Рис. 4.44. Схема цепи питания с коллекторной стабилизацией

4.7.4. ЦЕПЬ СМЕЩЕНИЯ С КОЛЛЕКТОРНОЙ СТАБИЛИЗАЦИЕЙ

При сравнительно небольшом изменении температуры и малом разбросе параметров удовлетворительную стабильность можно получить от более простой схемы, представленной на рис. 4.44. Здесь также используется параллельная ОС по напряжению, элементом цепи которой является резистор R_6 . При изменении, например увеличении, коллекторного тока увеличивается ток эмиттера и уменьшается напряжение $U_{кэ} = E_0 - R_k I_э$, что приводит к уменьшению тока базы $I_б = (U_{кэ} - U_{бэ}) / R_6$, и, следовательно, тока коллектора; иначе говоря всякое изменение тока I_k встречает противодействие, уменьшающее степень этого изменения.

Отрицательная параллельная ОС не только уменьшает медленные изменения тока, обусловленные нестабильностью, но и ослабляет полезные колебания, вызванные приходящим сигналом, что, как было показано в п. 3.3.1, обусловлено уменьшением входного сопротивления. Входную проводимость при ОС найдем по формуле (3.34), имея в виду, что здесь $Y_{вх} = 1/h_{11э}$, $Y_б \approx 1/R_6$, $Y_{вых} \approx h_{22э} \approx 0$, $Y_{21} = y_{21э} = h_{21э}/h_{11э}$, $Y_2 = 1/R_n = 1/R_k + 1/R_2$, и тогда при $1/2\pi f C_p \approx 0$

$$Y_{вх F} = \frac{1}{h_{11э}} + \frac{1}{R_6} + \frac{h_{21э} R_n}{h_{11э} R_6},$$

иначе

$$R_{вх F} = \frac{1}{Y_{вх F}} = \frac{h_{11э} R_6}{h_{11э} + R_6 + h_{21э} R_n}. \quad (4.186)$$

Рассмотренная стабилизация по существу является эмиттерной, так как резистор R_k фактически находится в цепи эмиттера, а не коллектора, поскольку через R_k проходит ток $I_э$. Поэтому нестабильность коллекторного тока для рассматриваемой схемы пи-

тания описывается формулой (4.185) при замене в ней R_3 на R_K . Из-за не очень высокой степени стабилизации режима, обусловленной относительно большим сопротивлением R_6 , а иногда и сравнительно малым входным сопротивлением, этот способ используется сравнительно редко.

Наиболее эффективной является эмиттерно-коллекторная стабилизация [4], которая из-за сложности (большое число элементов, сравнительно высокое напряжение питания) находит ограниченное применение.

4.7.5. ПРИМЕРЫ РАСЧЕТА ЭЛЕМЕНТОВ ЦЕПЕЙ СМЕЩЕНИЯ И НЕСТАБИЛЬНОСТИ КОЛЛЕКТОРНОГО ТОКА

По известным параметрам транзистора КТ363Б: $h_{21э \min} = 40$, $h_{21э \max} = 120$, $h_{11э} = 973$ Ом, $U_{КЭ} = 5$ В, $I_K = 3$ мА, $I_{КБ0} = 0,5$ мкА, $R_{пс} = 0,7^\circ\text{С/мВт}$ и заданным граничным значениям температуры окружающей среды $t_{с \min} = -10^\circ\text{С}$, $t_{с \max} = 50^\circ\text{С}$ определить изменение коллекторного тока при реализации цепей питания по рис. 4.33, 4.36, 4.42 и 4.44. Дополнительно заданы: $R_K = 1$ кОм, $R_3 = 300$ Ом, $R_2 = 1,5$ кОм.

Находим P_K , $t_{п \min}$, $t_{п \max}$, $h_{21э}$, $h'_{21э}$, $h''_{21э}$, $\Delta h_{21э}$, $\Delta I_{КБ0}$, ΔI_0 , ΔU_0 и $R_{вх \text{ Ф}}$ с помощью формул (4.163—4.166), (4.171), (4.173) и (4.176):

$$P_K = U_{КЭ} I_K = 5 \cdot 3 = 15 \text{ мВт},$$

$$t_{п \min} = t_{с \min} + R_{пс} P_K = -10 + 0,7 \cdot 15 = 0,5^\circ,$$

$$t_{п \max} = t_{с \max} + R_{пс} P_K = 50 + 0,7 \cdot 15 = 60,5^\circ,$$

$$h_{21э} = \sqrt{h_{21э \min} h_{21э \max}} = \sqrt{40 \cdot 120} \approx 70,$$

$$h'_{21э} = (0,8 h_{21э \min} + 0,2 h_{21э \max}) \left(1 - \frac{25^\circ - t_{п \min}}{500^\circ} \right) =$$

$$= (0,8 \cdot 40 + 0,2 \cdot 120) \left(1 - \frac{25^\circ - 0,5^\circ}{500^\circ} \right) = 53,$$

$$h''_{21э} = (0,2 h_{21э \min} + 0,8 h_{21э \max}) \left(1 + \frac{t_{п \max} - 25^\circ}{275^\circ} \right) =$$

$$= (0,2 \cdot 40 + 0,8 \cdot 120) \left(1 + \frac{60,5 - 25^\circ}{275} \right) = 114,$$

$$\Delta h_{21э} = h''_{21э} - h'_{21э} = 114 - 53 = 61,$$

$$\Delta I_{КБ0} \approx I_{КБ0} 10^{0,025 (t_{п \max} - 25^\circ)} = 0,5 \cdot 10^{0,025 (60,5 - 25)} \approx 4 \text{ мкА},$$

$$\Delta I_0 = \Delta I_{КБ0} + \Delta h_{21э} I_K / h^2_{21э} = 4 + 61 \cdot 3 \cdot 10^3 / 70^2 = 41,5 \text{ мкА},$$

$$\Delta U_0 = 2,2 \cdot 10^{-3} (t_{с \max} - t_{с \min}) + 0,04 \text{ В} = 2,2 \cdot 10^{-3} [50^\circ - (-10^\circ)] + 0,04 = 0,172 \text{ В}.$$

Ток и напряжение смещения, найденные по характеристикам транзистора, оказались равными $I_B = 43$ мкА, $U_B = 0,5$ В.

Цепь смещения с фиксацией тока базы. При идеальной фиксации тока базы ($R_6 \rightarrow \infty$) изменение коллекторного тока, определяемое по выражению (4.173), оказывается значительным:

$$\Delta I_K = h_{21э} \Delta I_0 = 70 \cdot 0,0415 = 2,9 \text{ мА},$$

но еще большим оно получается при смещении с фиксацией напряжения на базы, когда согласно (4.176),

$$\Delta I_K = y_{21\beta} \Delta U_0 = h_{21\beta} \Delta U_0 / h_{11\beta} = 70 \cdot 0,172 / 0,973 = 12,3 \text{ мА}.$$

В реальных условиях при $E_0 = U_K + R_K I_K = 5 + 1 \cdot 3 = 8 \text{ В}$ сопротивление резистора в цепи базы (рис. 4.33)

$$R_6 = (E_0 - U_{БЭ}) / I_B = (8 - 0,5) / 0,043 = 174 \text{ кОм},$$

при этом нестабильность тока, подсчитанная по формуле (4.182), почти совпадает со значением, найденным для $R_6 = \infty$ ($\Delta I_K = 2,96 \text{ мА}$).

Цепь смещения с эмиттерной стабилизацией. Изменение коллекторного тока согласно формуле (4.185) зависит от сопротивления R_3 и R_6 . При $R_3 = 300 \text{ Ом}$ и $R_6 = 1 \text{ кОм}$

$$\Delta I_K = \frac{h_{21\beta} [\Delta U_0 + (R_6 + R_3) \Delta I_0]}{h_{11\beta} + R_6 + (1 + h_{21\beta}) R_3} = \frac{70 [0,172 + (1 + 0,3) 0,0415]}{0,973 + 1 + (1 + 70) 0,3} = 0,65 \text{ мА}.$$

Здесь ΔI_K составляет 22% от I_K , что вполне приемлемо. Входное сопротивление при наличии блокировочного конденсатора $C_{6л}$

$$R_{вх} = \frac{h_{11\beta} R_6}{h_{11\beta} R_6} = \frac{973 \cdot 1000}{973 + 1000} \approx 500 \text{ Ом}.$$

При $E_0 = U_K + R_K I_K + R_3 (I_B + I_K) = 5 + 1 \cdot 3 + 0,3 (0,043 + 3) = 8,91 \text{ В}$; для осуществления выбранного режима сопротивления плеч делителя в цепи смещения следует взять равными $R_{61} = 6,2 \text{ кОм}$ и $R_{62} = 1,2 \text{ кОм}$, что определит потребляемый ток $I_{0K} = 4,21 \text{ мА}$.

Цепь смещения с коллекторной стабилизацией. Сопротивление резистора

$$R_6 = (U_{КЭ} - U_{БЭ}) / I_B = (5 - 0,5) / 0,043 \approx 100 \text{ кОм}.$$

Здесь практически требуется такое же напряжение источника питания, что и при фиксации тока базы: $E_0 = U_K + R_K I_3 \approx 5 + 1 \cdot 3 = 8 \text{ В}$. Для расчета ΔI_K следует использовать выражение (4.185), в которое подставляется значение $R_3 = R_K = 1 \text{ кОм}$ при найденном $R_6 = 100 \text{ кОм}$:

$$\Delta I_K = \frac{70 [0,172 + (100 + 1) 0,0415]}{0,973 + 100 + (1 + 70) \cdot 1} = 1,78 \text{ мА}.$$

Входное сопротивление, определяемое по формуле (4.186) с учетом того, что $R_{вх} = R_K R_2 / (R_K + R_2) = 600 \text{ Ом}$, составляет 670 Ом.

Для удобства сравнения параметры рассчитанных цепей смещения сведены в табл. 4.7.

Таблица 4.7

Параметры цепей смещения базы

Цепь смещения	E_0 , В	I_{0K} , мА	$R_{вх}$, Ом	ΔI_K , мА	R_3 , Ом	R_6 , кОм
С фиксацией тока базы	∞	3,04	973	2,9	0	—
	8	3,04	967	2,96	0	174
С фиксацией напряжения на базе	8	∞	0	12,3	0	0
С коллекторной стабилизацией	8	3,04	670	1,78	0	100
С эмиттерной стабилизацией	8,91	4,21	500	0,65	300	1

Результаты расчета показывают, что схемы с фиксацией I_B и $U_{БЭ}$ и отчасти с коллекторной стабилизацией не удовлетворяют практическому условию $\Delta I_K \leq (0,1 \dots 0,5) I_K$. Лучшие результаты, как и следовало ожидать, получились при эмиттерной стабилизации.

4.8. ЦЕПИ ПИТАНИЯ ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРОВ

В отличие от биполярных транзисторов у полевых ток входного электрода, т. е. затвора, очень мал: у транзисторов с управляемым $p-n$ -переходом он составляет $1 \cdot 10^{-12} \dots 1 \cdot 10^{-9}$ А, а у МОП-транзисторов — $1 \cdot 10^{-15} \dots 1 \cdot 10^{-14}$ А, при этом ток I_3 сильно зависит от температуры, увеличиваясь примерно в 2,4 раза на каждые 10° повышения температуры.

Наиболее сложным оказывается влияние изменения температуры на ток стока. У МОП-транзисторов в зависимости от технологии производства ток I_C при повышении температуры может увеличиваться, уменьшаться или вообще почти не изменяться. Зависимость $i_C = f(u_{зи})$ у некоторых транзисторов аналогична зависимости $i_K = f(u_{БЭ})$ на рис. 4.37 в смысле температурного смещения характеристик, происходящего со скоростью порядка 2,2 мВ/°С.

У полевых транзисторов все же более типичным является уменьшение тока I_C при $\Delta t_n > 0$, однако при небольших значениях этого тока имеет место противоположная зависимость, как показано на рис. 4.45. Режим с малым температурным коэффициентом представляет большой интерес при разработке высокочувствительных операционных усилителей.

Многообразием типов полевых транзисторов обуславливается многообразие способов построения цепей их питания.

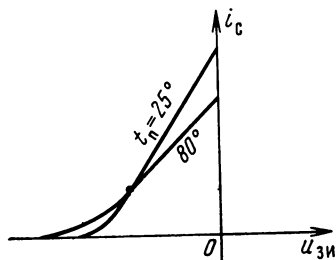


Рис. 4.45. Влияние изменения температуры перехода на характеристики прямой передачи полевого транзистора с $p-n$ -переходом

4.8.1. ЦЕПИ СМЕЩЕНИЯ С ФИКСАЦИЕЙ НАПРЯЖЕНИЯ НА ЗАТВОРЕ

Чтобы исключить влияние сильно выраженной зависимости тока затвора от температуры и подверженности этого тока значительному разбросу, результирующее сопротивление в цепи затвора R_3 должно быть достаточно малым — не более $0,01 \dots 0,03$ от наименьшего сопротивления постоянному току промежутка затвор — исток. Для получения требуемого напряжения смещения применяется отдельный делитель (рис. 4.46,а), при этом

$$U_{зи} \approx R_{д2} E_{01} / (R_{д1} + R_{д2}), \quad (4.187)$$

или делитель, образованный из двух резисторов R_{31} и R_{32} в цепи затвора (рис. 4.46,б), для которого

$$R_3 = R_{31} R_{32} / (R_{31} + R_{32}), \quad (4.188)$$

и при этом

$$U_{31} \approx R_{32} E_0 / (R_{31} + R_{32}). \quad (4.189)$$

Схема на рис. 4.46, а отличается большей гибкостью и практически удобнее при очень большом сопротивлении R_3 , порядка сотен мегаом и более. Достоинством схемы на рис. 4.46, б является меньшее число резисторов в цепи затвора. При несовпадающих полярностях напряжений U_{31} и U_{32} , естественно, питание осуществляется от двух источников, в частности, для МОП-транзис-

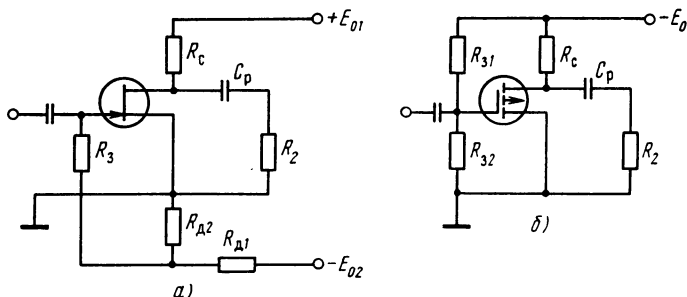


Рис. 4.46. Схемы цепей питания с фиксацией напряжения на затворе

тора обедненного типа (со встроенным каналом) полярность напряжения смещения U_{31} может быть такой же или противоположной полярности напряжения U_{32} ; этот транзистор может работать и при $U_{31} = 0$.

Если известно температурное смещение ΔU_{31} характеристики $i_c = f(u_{31})$ и ее крутизна S , то изменение тока стока находится по выражению

$$\Delta i_c \approx S \Delta u_{31}. \quad (4.190)$$

Другой способ нахождения Δi_c основан на использовании известного температурного коэффициента тока стока α_i :

$$\Delta i_c \approx I_c \alpha_i \Delta t_n. \quad (4.191)$$

4.3.2. ЦЕПИ СМЕЩЕНИЯ С ИСТОКОВОЙ СТАБИЛИЗАЦИЕЙ

Эти цепи (рис. 4.47) помимо снижения нестабильности тока покоя в число раз, равное глубине ОС $F \approx 1 + SR_n$ при $f \rightarrow 0$, позволяют осуществить питание от одного источника при всех типах и режимах работы транзисторов, кроме разнополярных транзисторов при работе в режиме В.

Для схемы на рис. 4.47, а напряжение смещения равно

$$U_{31} \approx -R_n I_c,$$

а для схемы на рис. 4.47, б

$$U_{31} \approx \frac{R_{32} E_0}{R_{31} + R_{32}} - R_n I_c.$$

При отсутствии блокировочного конденсатора большой емкости $C_{бл}$ и коэффициент усиления каскада уменьшается в F раз.

Схема питания с делителем напряжения R_{31} , R_{32} очень удобна для истокового повторителя, у которого сопротивление нагрузки (или связи) находится в истоковой цепи, а конденсатор $C_{бл}$ и при этом, естественно, отсутствует.

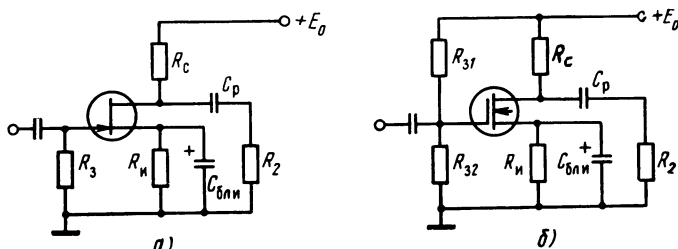


Рис. 4.47. Схемы цепей питания с истоковой стабилизацией

4.9. ЦЕПИ ПИТАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

Поскольку в начале схемы ОУ располагается дифференциальный каскад (рис. 2.30), а на его входах $1-0$ и $2-0$ при отсутствии сигнала напряжение (в том числе и постоянное) должно быть равно нулю, то для питания ОУ используется биполярный источник с равными напряжениями E_0 .

Вместе с тем источник питания должен обладать малым сопротивлением на всех рабочих частотах, иначе он может проявить себя как элемент паразитной ОС, способной привести усилитель к самовозбуждению. Уровень пульсаций питающего напряжения, получаемого, например, от выпрямителя, не должен превышать допустимого значения во избежание появления заметного фона.

В ОУ широко используется диодная стабилизация (рис. 4.39), во входном каскаде дополнительно способствует стабилизации местная ОС для *синфазного сигнала*, характеризуемого равенством входных напряжений $u''_1 = u'_1$ по значению и по фазе. Элементом этой весьма глубокой ОС является сопротивление R_{30} (рис. 2.30). Как будет показано дальше, такая ОС не ослабляет *противофазный сигнал*, составляющие которого равны по модулю и противоположны по знаку $u''_1 = -u'_1$ при симметричном выходе.

Если в выходном каскаде ОУ транзисторы соединены последовательно по постоянному току, то, наряду со стабилизацией коллекторного тока покоя с помощью диодов или других элементов, необходимо обеспечить сохранение равенства постоянных коллекторных напряжений, особенно при изменяющейся температуре. Для этого используется общая ОС, охватывающая усилитель в целом.

За счет непосредственной связи между каскадами нестабильность режима работы первого каскада передается второму, третьему и т. д., как правило, возрастая от каскада к каскаду;

в результате изменение тока выходного транзистора (или транзисторов) получается значительным, превышая допустимые пределы. При введении ОС, действующей и при $f \rightarrow 0$, собственная нестабильность на выходе отдельного транзистора уменьшается, но по петле ОС к нему поступают усиленные в некоторое число раз нестабильности транзисторов предшествующих и последующих каскадов.

Определяя нестабильность, обусловленную изменением температуры, следует исключить влияние разброса параметров в выражениях (4.165) и (4.175), которые примут такой вид:

$$h'_{21 \vartheta} = h_{21 \vartheta} \left[1 - \frac{25^\circ - t_{п \min}}{600 \dots 400^\circ} \right],$$

$$h''_{21 \vartheta} = h_{21 \vartheta} \left[1 + \frac{t_{п \max} - 25^\circ}{250 \dots 350^\circ} \right],$$

$$\Delta U_0 = 2,2 \cdot 10^{-3} (t_{с \max} - t_{с \min}).$$

Для упрощения два источника нестабильности ΔU_0 и ΔI_0 на рис. 4.40 заменим одним источником нестабильности $\Delta E_{nc} = \Delta U_0 + (R_6 + R_9) \Delta I_0$, что вытекает из выражения (4.185).

При исследовании и расчете каскадов известны их коэффициенты усиления для области малых частот ($f \rightarrow 0$), их произведение, равное сквозному коэффициенту усиления $K_E = K_{1E} K_2 \dots K_N$, от которого зависят обратное отношение $T = BK_E$ и глубина ОС $F = 1 + T = 1 + BK_E$.

Рассмотрим на примере трехкаскадного усилителя (рис. 4.48) методику оценки нестабильности напряжения и тока в выходной цепи отдельных каскадов и нестабильности, отнесенные ко входу. Через ΔU_{21} , ΔU_{22} , ΔU_{23} обозначим результирующие нестабильности коллекторного напряжения, а через $R_{\vartheta c1}$ и $R_{\vartheta c2}$ — сопротивления элементов связи, образующих вместе с соответствующи-

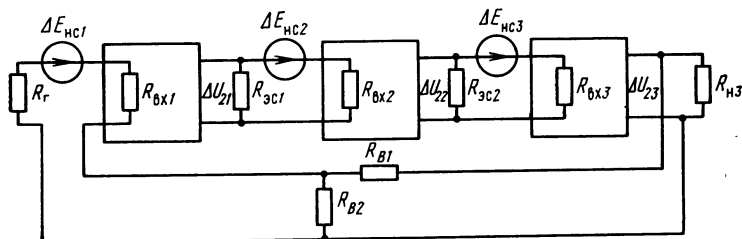


Рис. 4.48. Функциональная схема усилительного устройства с последовательной ОС по напряжению

ми входными сопротивлениями нагрузки, как, например, $R_{н1} = R_{\vartheta c1} R_{вх2} / (R_{\vartheta c1} + R_{вх2})$ и т. д.

Искомые нестабильности напряжения

$$\Delta U_{21} = \left(\Delta E_{nc1} K_{1E} + \frac{\Delta E_{nc2} R_{вх2} K_2 K_3 B K_{1E}}{R_{\vartheta c1} + R_{вх2}} + \frac{\Delta E_{nc3} R_{вх3} K_3 B K_{1E}}{R_{\vartheta c2} + R_{вх3}} \right) / F = \left(K_{1E} \Delta E_{nc1} + \frac{R_{вх3} T \Delta E_{nc3}}{R_{\vartheta c1} + R_{вх2}} + \right.$$

$$+ \frac{R_{B\chi 3} T \Delta E_{HC3}}{R_{9c2} + R_{B\chi 3}} \Big/ K_2 \Big) / F, \quad (4.192)$$

$$\Delta U_{22} = \left(\Delta E_{HC1} K_{1E} K_2 + \frac{\Delta E_{HC2} R_{B\chi 2} K_2}{R_{9c1} + R_{B\chi 2}} + \right. \\ \left. + \frac{\Delta E_{HC3} R_{B\chi 3} K_3 B K_{1E} K_2}{R_{9c2} + R_{B\chi 3}} \right) / F = \left(K_{1E} K_2 \Delta E_{HC1} + \frac{R_{B\chi 2} K_2 \Delta E_{HC2}}{R_{9c1} + R_{B\chi 2}} + \right. \\ \left. + \frac{R_{B\chi 3} T \Delta E_{HC3}}{R_{9c2} + R_{B\chi 3}} \right) / F, \quad (4.193)$$

$$\Delta U_{23} = \left(K_{1E} K_2 K_3 \Delta E_{HC1} + \frac{R_{B\chi 2} K_2 K_3 \Delta E_{HC2}}{R_{9c1} + R_{B\chi 2}} + \frac{R_{B\chi 3} K_3 \Delta E_{HC3}}{R_{9c2} + R_{B\chi 3}} \right) / F, \quad (4.194)$$

где $K_{1E} = R_{B\chi 1} K_1 / (R_\Gamma + R_{B\chi 1})$.

Следует отметить, что результат передачи нестабильности от одного каскада к другому представляет собой алгебраическую сумму этих составляющих. Взаимно противоположными оказываются составляющие нестабильности связанных транзисторов одной и той же структуры при комбинациях ОЭ—ОЭ, ОЭ—ОК, ОБ—ОЭ, ОБ—ОК и ОК—ОБ. Для несовпадающих структур в отмеченных комбинациях составляющие суммируются, а в других возможных комбинациях — вычитаются. Это обстоятельство должно находить отражение при выборе той или иной полярности ЭДС.

Нестабильность коллекторного тока пропорциональна нестабильности выходного напряжения, т. е. $\Delta I_{K1} = \Delta U_{21} / R_{B1}$, $\Delta I_{K2} = \Delta U_{22} / R_{B2}$ и т. д. Если $R_{B2} \ll R_\Gamma + R_{B\chi 1}$, то

$$B = R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2}). \quad (4.195)$$

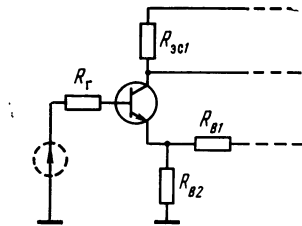
Но отмеченное неравенство в ряде случаев не соблюдается, например, при подаче напряжения ОС на эмиттер, как показано на рис. 4.49. В этом случае

$$B = \frac{R_{B2} R_{B\chi, об}}{R_{B2} + R_{B\chi, об}} \Big/ \left(R_{B1} + \frac{R_{B2} R_{B\chi, об}}{R_{B2} + R_{B\chi, об}} \right), \quad (4.196)$$

где согласно (4.39)

$$R_{B\chi, об} = (h_{1191} + R_\Gamma) / (1 + h_{2191}) = (1 + y_{1191} R_\Gamma) / (y_{1191} + y_{2191}) \quad (4.197)$$

Рис. 4.49. Схема подачи напряжения ОС на эмиттер транзистора входного каскада



— входное сопротивление каскада ОБ при базе, «заземленной» через сопротивление R_Γ . Подставляя (4.197) в (4.196), находим

$$B = \frac{R_{B2} (1 + y_{1191} R_\Gamma)}{(R_{B1} + R_{B2}) (1 + y_{1191} R_\Gamma) + R_{B1} R_{B2} (y_{1191} + y_{2191})}. \quad (4.198)$$

При этом сквозной коэффициент усиления входного каскада с ОЭ согласно (4.3) и (4.34)

$$K_{1E} = \frac{R_{B\chi 1} y_{2191} R_{H1}}{R_\Gamma + R_{B\chi 1}} = \frac{y_{2191} R_{H1}}{1 + y_{1191} R_\Gamma} = \frac{h_{2191} R_{H1}}{h_{1191} + R_\Gamma}. \quad (4.199)$$

Для полевого транзистора в (4.198) и (4.199) принимается

$$y_{11\beta\beta} = 0, y_{21\beta\beta} = S_1, h_{11\beta\beta} = \infty, h_{21\beta\beta} = \infty$$

и тогда

$$B = R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2} + S_1 R_{B1} R_{B2}), K_{E1} = S_1 R_{B1}.$$

4.10. ЦЕПИ ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОННЫХ ЛАМП

При построении цепей питания ламповых каскадов в основном руководствуются теми же соображениями, что и для транзисторных каскадов: получение определенного режима работы (U_A , I_A , U_C , U_{C2} , I_{C2}) и его стабильности. Разумеется, и здесь стремятся применять меньшее число источников питания и элементов схемы. В отличие от транзисторов у ламп требуется напряжение питания накала, для чего используется либо постоянный, либо переменный ток (последний преимущественно).

4.10.1. ЦЕПИ ПИТАНИЯ НАКАЛА

Маломощные лампы с подогревным катодом допускают питание от источника переменным током. При этом, если цепь накала изолирована от общего провода, образуется сильный фон за счет того, что на сетку или на катод лампы через межобмоточные (C_1), межэлектродные (C_2) и монтажные (C_3) емкости наводится напряжение сети (рис. 4.50). Для снижения уровня фона один из выводов обмотки накала или ее средняя точка соединяется с общим проводом. Средняя точка может быть образована также с помощью двух резисторов или потенциометра, в последнем случае можно подобрать наиболее удобное положение движка. Кроме того, фон может возникнуть вследствие излучения электронов самой нитью накала, попадающих на катод и на сетку. Для уменьшения этой составляющей фона следует подать на нить накала положительное относительно катода (общего провода) постоянное напряжение порядка 10—20 В. Резистор R_K полезно шунтировать конденсатором большой емкости. При использовании всех отмеченных мер снижения фона остаточный его уровень, отнесенный к сетке лампы, может составлять 10...20 мкВ; в чувствительных усилителях (микрофонных, магнитофонных и т. п.) напряжение питания нитей накала ламп первых каскадов приходится подавать от источников постоянного тока.

Рис. 4.50. Схема передачи напряжения сети на катод и сетку лампы

Мощные генераторные, модуляторные лампы выпускаются только с катодами прямого накала. При питании их нитей переменным током необходимо «заземлять» среднюю точку накальной обмотки; для снижения уровня фона используется также ОС.

4.10.2. ЦЕПИ СМЕЩЕНИЯ С КАТОДНОЙ СТАБИЛИЗАЦИЕЙ

Маломощные лампы работают при весьма малом сеточном токе, поэтому их режим определяется только напряжением смещения. В такой схеме (рис. 4.51) постоянная составляющая катод-

ного тока протекает через резистор R_k и создает исходное падение напряжения U'_c , которое через резистор R_c подается на сетку лампы. Блокировочный конденсатор $C_{бл\ k}$ большой емкости (10 ... 100 мкФ) предназначен для того, чтобы ослабляющее действие ОС не привело к снижению коэффициента усиления сигнала. Положение точки покоя на характеристике $i_c = f(u_c)$ зависит от сопротивления R_c , так как

$$U_c = U'_c - R_c I_c. \quad (4.200)$$

Прямая, описываемая этим уравнением, на координатных осях отсекает отрезки U'_c и U'_c/R_c ; как видно из рис. 4.52, при увеличении R_c напряжение смещения U_c по абсолютному значению уменьшается, а анодный ток возрастает. Отсюда становится ясным, что

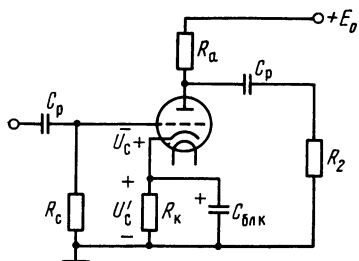


Рис. 4.51. Схема цепи питания с катодной стабилизацией

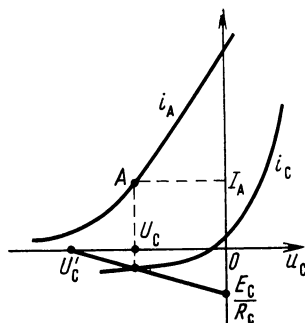


Рис. 4.52. Построение нагрузочной прямой для сеточной цепи

сопротивление резистора R_c нельзя выбирать произвольно большим. В справочниках для ряда ламп указывают максимально допустимые значения $R_{с\ max}$, которые при катодной стабилизации могут быть взяты большими, чем при фиксированном смещении.

4.10.3. ЦЕПЬ СМЕЩЕНИЯ С ФИКСАЦИЕЙ НАПЯЖЕНИЯ НА СЕТКЕ

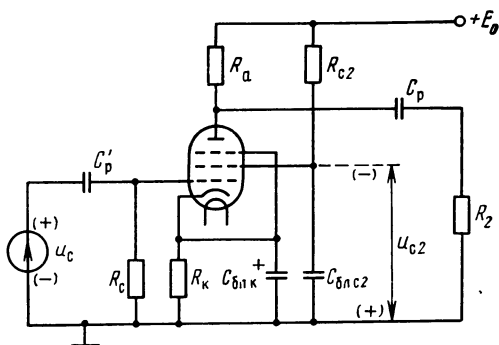
Фиксированное смещение, т. е. независящее от анодного (катодного) тока ламп, требует отдельного источника питания, напряжение которого подается на сетку лампы через элемент связи, например через резистор R_c или через делитель напряжения. Катод лампы (или средняя точка цепи накала) при этом соединяется с общим проводом. При фиксированном смещении более заметно влияние разброса параметров ламп на режим работы по постоянному току. Фиксированное смещение применяется главным образом для мощных ламп, работающих, как правило, в режиме В.

4.10.4. ЦЕПИ ПИТАНИЯ ЭКРАНИРУЮЩЕЙ СЕТКИ

В каскадах предварительного усиления используются мало-мощные лампы, работающие при сравнительно низком напряже-

нии на экранирующей сетке, порядка нескольких десятков вольт. Для получения такого напряжения используется резистор R_{c2} (рис. 4.53). Но при этом необходимо включить еще и блокировочный конденсатор $C_{бл\ c2}$, иначе на экранирующей сетке, кроме постоянного напряжения появится и переменная составляющая u_{c2} , действующая в противофазе с напряжением сигнала на управляющей сетке. В результате чего уменьшится амплитуда анодного тока и коэффициент усиления.

Рис. 4.53. Схема питания экранирующей сетки через резистор R_{c2}



Действительно, ведь ток второй сетки, подобно анодному току, зависит от напряжения на управляющей сетке (рис. 4.54, а) и изменяется во времени в одной фазе с ним, что обуславливает противоположную полярность мгновенного напряжения $u_{c2} = -R_{c2}i_{c2}$ (при отсутствии конденсатора $C_{бл\ c2}$); вместе с тем, анодный ток зависит от напряжений на всех электродах лампы, в частности, от

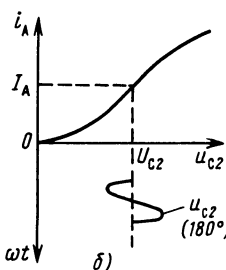
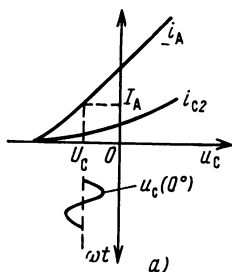


Рис. 4.54. Изменения напряжений на управляющей (а) и экранирующей (б) сетках во времени

напряжения на второй сетке (рис. 4.54, б). Отсюда ясно, что под действием напряжения сигнала, приложенного к управляющей сетке, появляющаяся переменная составляющая анодного тока окажется с ним в фазе; переменное же напряжение, существующее на второй сетке (при $C_{бл\ c2} = 0$), сдвинутое по фазе на 180° , вызовет изменение анодного тока с противоположной фазой, что и приведет к уменьшению его результирующей амплитуды.

В окончательных однотактных каскадах нередко используются пентоды и лучевые тетроды, работающие при одинаковых постоянных напряжениях на аноде и экранирующей сетке; надобность в резисторе R_{c2} и конденсаторе $C_{бл\ c2}$ в этом случае отпадает.

При работе каскада в режиме В ток экранирующей сетки изменяется подобно анодному току и коллекторному току транзистора (рис. 4.30), и среднее значение его (постоянная составляющая) зависит от амплитуды сигнала. При питании по схеме с последовательным резистором при сильном сигнале постоянное напряжение на экранирующей сетке становится меньше, что приводит к переходу от режима В к режиму С (рис. 4.31). Для устранения этого отрицательного явления можно применить делитель напряжения в цепи экранирующей сетки, что целесообразно при больших перепадах напряжения U_A и U_{C2} , например, если с 400 В до 300 В. В усилителях большой мощности для питания экранирующих сеток применяются отдельные выпрямители.

4.11. ФИЛЬТРУЮЩИЕ ЦЕПИ

Эти фильтры ослабляют переменное напряжение, существующее на зажимах источника питания. Особенно в виде пульсаций, если питание усилителя ведется от выпрямителя или какого-либо преобразователя напряжения и т. п. (рис. 4.55), которые проявляются как фон (см. п. 2.9.1). При их расчете следует принять во внимание то, что к пульсациям наиболее чувствителен первый каскад усилителя, так как $K_1 K_2 \dots K_N > K_2 \dots K_N$, затем второй, третий и т. д.

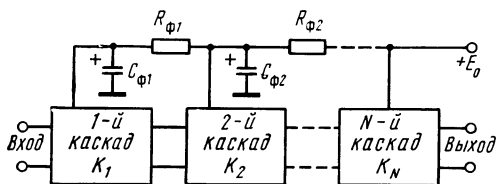


Рис. 4.55. Схема цепи питания с фильтрующими звеньями

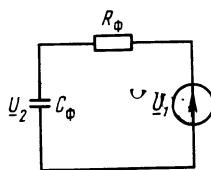


Рис. 4.56. Схема фильтрующего звена

Оптимальным является такой фильтр, при котором общий фон усилителя складывается из примерно равных составляющих, вносимых каждым каскадом. Это значит, что пульсации питающего напряжения у первого каскада должны быть ниже, чем у второго каскада и т. д., и для этого напряжение питания первого каскада должно подаваться через наибольшее число фильтрующих звеньев.

Механизм ослабляющего действия RC -звена фильтра нижних частот поясняет рис. 4.56. Элементы R_Φ и C_Φ образуют делитель переменного напряжения, коэффициент передачи напряжения через который равен

$$\frac{U_2}{U_1} = \frac{1/j\omega C_\Phi}{R_\Phi + 1/j\omega C_\Phi} = \frac{1}{1 + j\omega C_\Phi R_\Phi}.$$

Модуль обратной величины, называемый коэффициентом фильтрации

$$U_1/U_2 = \sqrt{1 + (\omega C_\Phi R_\Phi)^2},$$

на частоте пульсаций (фона) должен быть значительно больше 1, порядка коэффициента усиления каскада, и тогда $U_1/U_2 \approx \omega C_\Phi R_\Phi$.

Кроме того, при выборе элементов фильтрующих звеньев надо считаться также и с тем, что всякий источник питания из-за неравенства нулю его внутреннего сопротивления является элементом обратной связи между каскадами. Выходной каскад работает при самом сильном сигнале и его переменный ток, который и следует принимать во внимание, проходя через источник питания с внутренним сопротивлением Z_n , создает на нем переменное напряжение. Это напряжение по проводу, подводящему к каскадам питающее напряжение, поступает (если усилитель полупроводниковый) в коллекторную цепь первого транзистора, откуда передается ко второму транзистору и т. д., доходя до выхода усилителя, и создает дополнительный ток через источник питания, что указывает на существование обратной связи между каскадами.

При отсутствии фильтрующих звеньев в питающей цепи возбуждается трех- и более каскадный усилитель; с помощью однозвенного фильтра $C_\Phi R_\Phi$ практически удастся обеспечить устойчивую работу при числе каскадов усилителя не свыше трех. Для усилителей с большим числом каскадов обычно требуются фильтры из двух, трех и т. д. звеньев или источник питания со стабилизированным напряжением, обладающий весьма малым выходным сопротивлением. Вместо конденсатора C_Φ можно использовать полупроводниковый стабилитрон, обеспечивающий лучшее ослабление паразитной ОС, но потребляющий постоянный ток от источника питания.

В некоторых случаях, особенно при небольшой нижней граничной частоте или неравномерности вершины импульса (см. рис. 2.20,б), фильтр $C_\Phi R_\Phi$ используется для низкочастотной коррекции.

Таким образом, фильтрующее звено $C_\Phi R_\Phi$ предназначено для сглаживания пульсаций источника питания, развязывания каскадов и, наконец, коррекции характеристик в области нижних частот и больших времен.

4.12. ПЕРЕДАТОЧНЫЕ ФУНКЦИИ ЦЕПЕЙ МЕЖКАСКАДНОЙ СВЯЗИ

В простейшем случае межкаскадная цепь, т. е. элемент связи, вообще отсутствует, как показано на рис. 4.19. Следующим по сложности видом является цепь, состоящая из одного элемента связи — резистора (рис. 2.30, 4.39, 4.41). Передаточная функция каскада с такой цепью обычно содержит один полюс (п. 2.3.2) $K(p) = K/(1 + p\tau_2)$, частота которого $f_{p2} = 1/2\pi\tau_2$ равна частоте $f_{\text{в}}/\sqrt{2}$.

Более сложная межкаскадная цепь содержит несколько резисторов и разделительный конденсатор (рис. 4.42, 4.44), создающий спад на нижних частотах, при котором у передаточной функции появляется нуль с частотой $f_z = 0$ и еще один полюс, т. е.

$$K(p) = p\tau_1 K/(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2). \quad (4.201)$$

Постоянная времени τ_1 , например у цепи на рис. 2.16,б, равна произведению емкости конденсатора на сумму сопротивлений, т. е. $\tau_1 = C_1(R_1 + R_2)$, при этом полюс $p_1 = -1/\tau_1$, а его частота $f_{p1} = -p_1/2\pi = 1/2\pi\tau_1$ совпадает с частотой $f_{\text{в}}/\sqrt{2}$.

Если в качестве межкаскадной цепи или для связи с источником сигнала либо внешней нагрузки используется трансформатор, то передаточная функция

цепи совместно с усилительным элементом содержит один нуль ($z=0$, $f_z=0$) и в общем случае три полюса:

$$K(p) = p \tau_1 K / (1 + p \tau_1)(1 + p \tau_2)(1 + p \tau_3). \quad (4.202)$$

Вместе с тем существуют передаточные функции, у которых $z \neq 0$ и $f_z \neq 0$, например у каскада с эмиттерной стабилизацией при наличии конденсатора $C_{б.л.э}$ (рис. 4.42).

Принято считать, что число полюсов (нулей) передаточной функции определяет порядок цепи. Например, передаточная функция фильтра нижних частот третьего порядка содержит три полюса.

Передаточная функция операционного усилителя, состоящего из четырех каскадов, содержит такое же число полюсов. Частоты полюсов обычно не совпадают, что и определяет форму его АЧХ (рис. 4.57), имеющую 4 излома.

В качестве элемента связи трансформатор представляет собой сложную цепь, передаточная функция которой содержит один нуль и три полюса.

Трансформатор вносит заметные частотные (переходные) и нелинейные искажения; так, в области нижних частот он не способен пропускать сигналы при $f \rightarrow 0$, а отношение частот $f_{в \sqrt{2}} / f_{н \sqrt{2}}$ практически не превышает в лучшем случае 1000. В области верхних частот вносимый трансформатором фазовый сдвиг настолько велик, что становится невозможным обеспечить устойчивость при обратной связи, охватывающей трансформатор, например, находящийся в выходной цепи усилителя.

Однако в некоторых случаях невозможно или нецелесообразно отказываться от трансформатора, например, при необходимости перейти от однопроводной линии (цепи) к двухпроводной или обратно. С помощью входного трансформатора удается снизить уровень фона, повысить отношение сигнал-шум и несколько ослабить требование к коэффициенту усиления.

Выходной трансформатор позволяет оптимизировать режим работы усилительного элемента, т. е. достигнуть большей выходной мощности или напряжений и КПД при меньшем уровне нелинейных искажений, создаваемых самим УЭ. Между тем, межкаскадные трансформаторы в настоящее время выходят из употребления. Рассматривая работу цепи на рис. 4.58 в области средних ча-

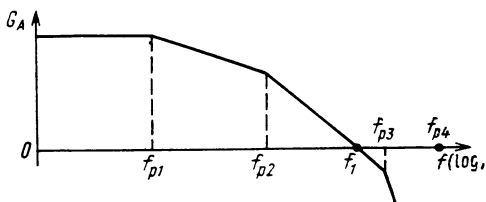


Рис. 4.57. АЧХ операционного усилителя

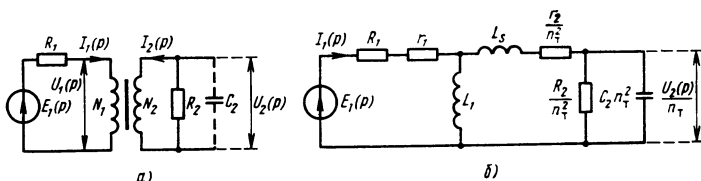


Рис. 4.58. Электрическая (а) и эквивалентная (б) схемы цепи с трансформатором

стот, можно пренебречь влиянием реактивных параметров, в частности принять $\omega C_2 \approx 0$. Кроме того, в этой области частот проводимость индуктивности первичной обмотки $1/\omega L_1$ и сопротивление индуктивности рассеяния ωL_s допустимо считать пренебрежимо малыми. Пренебрегая потерями в сопротивлениях обмоток r_1 и r_2 , выразим входное сопротивление нагруженного идеального трансформатора через сопротивление R_2 и коэффициент трансформации, равный отношению чисел витков обмоток

$$n_T = N_2 / N_1 \quad (4.203)$$

и одновременно отношению напряжений и токов

$$n_T = U_2/U_1 = I_1/I_2. \quad (4.204)$$

Итак

$$R_{вх\ T} = \frac{U_1}{I_1} = \frac{U_2/n_T}{I_2 n_T} = \frac{R_2}{n_T^2} = R'_2. \quad (4.205)$$

Величину $R'_2 = R_2/n_T^2$ называют сопротивлением нагрузки, пересчитанным в первичную цепь. По закону $1/n_T^2$ пересчитывается индуктивность, а для пересчета емкости в первичную цепь она умножается на n_T^2 . Эквивалентная схема цепи с трансформатором (рис. 4.58,б) основана на объединении вторичной и первичной цепей, что возможно при пересчете элементов L , C , R вторичной цепи по установленному правилу, а также и выходного напряжения $U'_2 = U_2/n_T$ в первичную цепь

Между витками обмоток существуют распределенные емкости, из которых у повышающих трансформаторов ($n_T > 1$) основную роль играет емкость вторичной обмотки; помимо этого, емкость может существовать, и у внешней цепи (нагрузки) обе эти емкости объединяет C_2 .

Индуктивность L_1 характеризует режим холостого хода, а индуктивность рассеяния L_s (объединенная обеих обмоток) отражает тот факт, что коэффициент связи между обмотками $k = M/\sqrt{L_1 L_2} < 1$. При этом коэффициент рассеяния

$$\sigma = L_s/L_1, \quad (4.206)$$

как правило, очень мал, в большинстве случаев порядка 0,003 ... 0,03.

Область средних частот. Сквозной коэффициент передачи и входное сопротивление в этой области несложно найти из эквивалентной схемы на рис. 4.58,б, приравняв $C_2 = 0$, $L_s = 0$ и $1/L_1 = 0$:

$$U_2/n_T = \frac{R_2/n_T^2 E_1}{R_1 + r_1 + r_2/n_T^2 + R_2/n_T^2},$$

откуда следует, что

$$K_E = \frac{U_2}{E_1} = \frac{n_T R_2}{(R_1 + r_1) n_T^2 + r_2 + R_2}.$$

Используя КПД трансформатора:

$$\eta_T = \frac{R_2/n_T^2}{r_1 + r_2/n_T^2 + R_2/n_T^2} = \frac{R_2/n_T^2}{R_H},$$

где

$$R_H = r_1 + r_2/n_T^2 + R_2/n_T^2 \quad (4.207)$$

— входное сопротивление нагруженного трансформатора в области средних частот, иначе сопротивление нагрузки для источника сигнала, получаем

$$K_E = \frac{U_2}{U_1} = \frac{\eta_T n_T R_2}{\eta_T n_T^2 R_1 + R_2};$$

исследуя функцию $K_E(n_T)$ на максимум, узнаем, что

$$n_{T\ opt} = \sqrt{R_2/\eta_T R_1} \quad (4.208)$$

и

$$K_{E\ max} = \frac{1}{2} \eta_T n_{T\ opt} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\eta_T R_2}{R_1}};$$

в режиме оптимального коэффициента трансформации сопротивление нагрузки оказывается равным сопротивлению источника сигнала $R_H(n_{T\ opt}) = R_1$, что отвечает режиму согласования по сигналу.

Область нижних частот (больших времен). Параметры L_s и C_2 , не влияющие на свойства цепи в области средних частот, здесь тем более не сказываются. При $f \rightarrow 0$ сопротивление индуктивности первичной обмотки уменьшается, потребляя все больший ток, что приводит к возрастанию падения напряжения на сопротивлении $R_1 + r_1$ и снижению U_{L_1} , U_2/n_T , U_2 и $K_E(f)$.

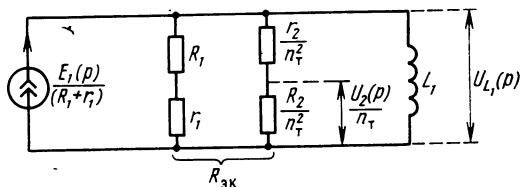
Используя эквивалентную схему для рассматриваемой области частоты (рис. 4.59), найдем передаточную функцию

$$K_E(p) = \frac{U_2(p)}{E_1(p)} = \frac{E_1(p)}{R_1 + r_1} \frac{1}{1/R_{ЭК} + 1/pL_1} \frac{n_T R_2 / n_T^2}{(r_2/n_T^2 + R_2/n_T^2) E_1(p)}, \quad (4.209)$$

где в соответствии с (4.207)

$$R_{ЭК} = \frac{(R_1 + r_1)(r_2/n_T^2 + R_2/n_T^2)}{R_1 + r_1 + r_2/n_T^2 + R_2/n_T^2} = \frac{(R_1 + r_1)(R_H - r_1)}{R_1 + R_H}. \quad (4.210)$$

Рис. 4.59. Эквивалентная схема цепи с трансформатором для области нижних частот и больших времен



Выражение (4.209) можно упростить:

$$K_E(p) = p \tau_{L_1} K_E / (1 + p \tau_{L_1}), \quad (4.211)$$

где K_E — коэффициент передачи для области средних частот, а

$$\tau_{L_1} = L_1 / R_{ЭК} \quad (4.212)$$

— постоянная времени первичной цепи трансформатора, от которой зависит частота полюса

$$f_{pL_1} = 1/2\pi\tau_{L_1} = R_{ЭК}/2\pi L_1. \quad (4.213)$$

В гл. 2 было показано, что для передаточной функции рассматриваемого вида частота $f_{H\sqrt{2}}$ совпадает с частотой полюса

$$f_{H\sqrt{2}} = f_{pL_1} = R_{ЭК}/2\pi L_1, \quad (4.214)$$

в чем можно убедиться, заменив в (4.211) p на $j2\pi f$ и приравняв модуль $|K_E(jf)|$ значению $K_E/\sqrt{2}$.

Однотипность передаточных функций схем на рис. 2.16,б и 4.59 позволяет сделать вывод о том, что для рассматриваемой цепи с трансформатором АЧХ, ФЧХ и ПХ в области нижних частот и больших времен такие же, как и у резисторного каскада.

Для расширения полосы пропускания в сторону меньших частот следует увеличить индуктивность первичной обмотки, а это связано с возрастанием размеров, массы и стоимости трансформатора. Практически затруднительно получить $f_{H\sqrt{2}} < 5 \dots 10$ Гц.

Область верхних частот (малых времен). Поведение цепи с трансформатором в этой области в значительной степени зависит от характера внешней нагрузки, которую при $R_2 \ll 1/2\pi f_s C_2$ допустимо считать активной.

В противном случае основную роль играет емкостная составляющая проводимости нагрузки ωC_2 и влиянием активной составляющей $1/R_2$ можно пренебречь. Наконец, возможен и третий вариант нагрузки — смешанный. Рассмотрим поведение цепи для отмеченных вариантов нагрузки с помощью эквивалентной схемы на рис. 4.58,б, мысленно исключая в ней индуктивность L_1 , поскольку ее проводимость очень мала ($1/\omega L_1 \ll \pi^2 \tau / R_2$).

При отсутствии емкости C_2 эквивалентная схема оказывается такой же, как на рис. 2.6,б, при исследовании которой были найдены $\tau_1 = L/R$, $f_{\text{дл}} = f_{\text{в}} \sqrt{2} = 1/2\pi\tau = R/2\pi L$. Поскольку мы приняли $L = L_s$, $R = R_1 + r_1 + (r_2 + R_2)/n^2 = R_1 + R_n$, то

$$f_{\text{в}} \sqrt{2} = (R_1 + R_n)/2\pi L_s. \quad (4.215)$$

Уровень частотных искажений находится по формуле (2.18) с заменой f на $f_{\text{в}}$.

Время установления определяется по аналогии с (2.58) и (2.59), имея в виду, что $\tau_2 = L_s/(R_1 + R_n)$:

$$t_y = 2.2 L_s/(R_1 + R_n) = 0,35/f_{\text{в}} \sqrt{2}. \quad (4.216)$$

Для расширения полосы в сторону более высоких частот приходится уменьшать индуктивность рассеяния, секционирова обе обмотки при чередующихся их расположении, или изготавливая сердечник из материала с высокой магнитной проницаемостью, или устранив в нем постоянную составляющую магнитного поля (при $L_1 = \text{const}$). И то и другое приводит к усложнению трансформатора и повышению его стоимости.

Интерес представляет отношение частот $f_{\text{в}} \sqrt{2}/f_{\text{н}} \sqrt{2}$, характеризующее свойства трансформатора пропускать относительно широкую полосу частот. Из (4.210), (4.214) и (4.215) следует, что

$$\frac{f_{\text{в}} \sqrt{2}}{f_{\text{н}} \sqrt{2}} = \frac{L_1 (R_1 + R_n)^2}{L_s (R_1 + r_1) (R_n - r_1)}.$$

Если пренебречь сопротивлением r_1 и использовать обозначение (4.206), то

$$\frac{f_{\text{в}} \sqrt{2}}{f_{\text{н}} \sqrt{2}} = \frac{(R_1 + R_n)^2}{\sigma R_1 R_n}. \quad (4.217)$$

Последнее выражение показывает, что для получения относительно широкой полосы пропускания частот коэффициент рассеяния должен быть малым, а отношение R_n/R_1 по возможности больше отличаться от единицы (в любую сторону); в режиме согласования по сигналу, когда $R_n = R_1$, отношение $f_{\text{в}} \sqrt{2}/f_{\text{н}} \sqrt{2}$ минимально.

При работе на емкостную нагрузку эквивалентная схема принимает вид последовательно LCR -контура, свойства которого определяются двумя параметрами: резонансной частотой

$$f_{0\tau} = 1/2\pi n_{\tau} \sqrt{L_s C_2} \quad (4.218)$$

и добротностью

$$Q = \frac{1}{n_{\tau} R_{1\text{в}}} \sqrt{\frac{L_s}{C_2}}, \quad (4.219)$$

зависящей от активного сопротивления цепи для области верхних частот

$$R_{1\text{в}} = R_1 + r_1 + r_2/n^2. \quad (4.220)$$

С физической точки зрения ясно, что контур способен пропускать частоты до $f_{0\tau}$, поскольку при $f > f_{0\tau}$ коэффициент передачи напряжения быстро снижается из-за того, что наряду с уменьшением тока в контуре уменьшается емкостное сопротивление $1/\omega C_2 n^2$, с которого снимается выходное напряжение. Как видно из рис. 4.58,б и формулы (4.220), при $1/\omega L_1 = 0$ и $R_2/n^2 = \infty$

$$\frac{U_2(p)}{n_{\tau}} = \frac{I_1(p)}{p C_2 n^2_{\tau}} = \frac{E_1(p)}{(R_{1\text{в}} + p L_s + 1/p C_2 n^2_{\tau}) p C_2 n^2_{\tau}},$$

откуда следует, что

$$K_E(p) = \frac{U_2(p)}{E_1(p)} = \frac{n_{\tau}}{1 + p C_2 n^2_{\tau} R_{1\text{в}} + p^2 L_s C_2 n^2_{\tau}}. \quad (4.221)$$

При емкостной нагрузке ($R_2 = \infty$) $K_E = n_T$ и

$$K_E(p) = \frac{K_E}{1 + mp + np^2} = \frac{K_E}{(1 + p\tau_1)(1 + p\tau_2)}, \quad (4.222)$$

где

$$m = C_2 n_T^2 R_{1B}, \quad (4.223)$$

$$n = L_s C_2 n_T^2, \quad (4.224)$$

$$\tau_{1,2} = -\frac{1}{p_{1,2}} = \frac{2n}{-m \pm \sqrt{m^2 - 4n}}, \quad (4.225)$$

а $p_{1,2}$ — корни характеристического уравнения. Сопоставляя (4.218) и (4.219) с (4.223) и (4.224), несложно заметить, что

$$f_{0T} = 1/2\pi \sqrt{n}, \quad (4.226)$$

$$Q = \sqrt{n}/m. \quad (4.227)$$

При $m^2 < 4n$, иначе при $Q > 0,5$, корни характеристического уравнения оказываются комплексными, переходный процесс принимает колебательный характер, причем при большей добротности выброс δ (рис. 2.20,а) увеличивается (рис. 4.60), а нормированное время установления

$$\hat{t}_y = t_y \mid \sqrt{n} = 2\pi f_{0T} t_y \quad (4.228)$$

уменьшается.

Если $Q \leq 0,5$, то удобно, как уже было отмечено, к параметрам отнести и частоты полюсов

$$f_{p1} = 1/2\pi\tau_1, \quad f_{p2} = 1/2\pi\tau_2. \quad (4.229)$$

Рассматривая работу цепи в частотной области, введем нормированную частоту $x = f/f_{0T}$, что позволит выражению (4.221) при замене в нем p на $j2\pi f$ придать такой вид

$$K_E(x) = \frac{K_E}{\sqrt{1 + (1/Q^2 - 2)x^2 + x^4}}. \quad (4.230)$$

Исследуя функцию $K_E(x)$, узнаем, что при $Q > 1/\sqrt{2}$ на частоте

$$f_M = f_{0T} \sqrt{1 - 1/2Q^2} \quad (4.231)$$

существует максимум, относительная высота которого

$$\hat{K}_{E \max} = K_{E \max}/K_E = Q/\sqrt{1 - 1/4Q^2}. \quad (4.232)$$

Например, при $Q=1$ $f_M = 0,707f_{0T}$ и $K_{E \max} = 1,153$ (1,24 дБ).

Максимально плоской АЧХ получается при $Q = 1/\sqrt{2} = 0,707$, когда $K_E(x) = K_E/\sqrt{1+x^4}$, или в децибелах

$$\hat{G}_E(f) = -10 \lg [1 + (f/f_{0T})^4]. \quad (4.233)$$

Частота $f_{\square} \sqrt{2}$ при максимально плоской АЧХ, как видно из (4.233),

$$f_{\square} \sqrt{2} = f_{0T} = 1/2\pi n_T \sqrt{L_s C_2} \quad (4.234)$$

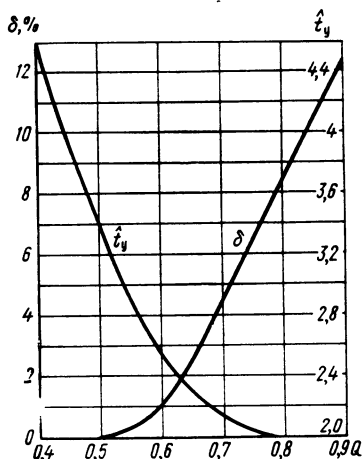


Рис. 4.60. Зависимость нормированного времени установления и выброса от добротности Q

возрастает, если уменьшать n_T , L_s или C_2 . Из формул (4.219) и (4.234) следует, что при $Q=1/\sqrt{2}$

$$f_{0T} = 1/\sqrt{2} \pi C_2 R_{1B} n_T^2. \quad (4.235)$$

Последнее равенство показывает, что при определенной частоте $f_{0T} = f_{вс}(Q=1/\sqrt{2})$ и известном C_2 коэффициент трансформации можно выбрать большим при низкоомном источнике сигнала, так, при $f_{0T}=10$ кГц, $C_2=200$ пФ и $R_{1B}=15$ Ом получается $n=86.5$.

В общем случае $Q \neq 1/\sqrt{2}$ уровень частотных искажений определяется по выражению

$$\hat{G}(f) = -10 \lg [1 + (1/Q^2 - 2)(f/f_{0T})^2 + (f/f_{0T})^4]. \quad (4.236)$$

Смешанная нагрузка имеет место, например, при подключении ко вторичной обмотке трансформатора транзисторного каскада с ОЭ или ОК. Присутствие нагрузки R_2 приводит к некоторому повышению резонансной частоты [4]

$$f_{0T} = \frac{\sqrt{1 + R_{1B} n_T^2 / R_2}}{2\pi n_T \sqrt{L_s C_2}}$$

и уменьшению добротности контура

$$Q = \frac{\sqrt{L_s / C_2 (1 + R_{1B} n_T^2 / R_2)}}{n_T R_{1B} (1 + L_s / R_{1B} R_2 C_2)}.$$

Глава 5

КАСКАДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ



Назначением каскадов предварительного усиления является повышение входного сигнала до значения, при котором обеспечивается возбуждение выходного каскада. Поэтому их свойства оцениваются в первую очередь коэффициентами усиления K , K_E и K_I , а такие параметры, как выходная мощность и КПД, не являются первостепенными.

Используются каскады предварительного усиления двух видов: постоянного и переменного тока. Первые являются универсальными, так как могут быть применены во всех типах усилителей, вторые — только в усилителях переменного тока.

Каскады усиления постоянного тока могут усиливать сколь угодно медленные электрические колебания. При уменьшении частоты усиливаемого сигнала (напряжения, тока) коэффициент усиления остается постоянным, в отличие от усилителя переменного тока (рис. 5.1,а). В области малых частот не возникает фазовый сдвиг, т. е. если $f \rightarrow 0$, то $\varphi \rightarrow 0$ (рис. 5.1,б). Усилитель реагирует на изменение (в частности, ступенчатого) напряжения, поэтому переходная характеристика в области больших времен представляет собой горизонтальную прямую (рис. 5.1,в) в отличие от усилителя переменного тока (рис. 2.15 и 2.20,б).

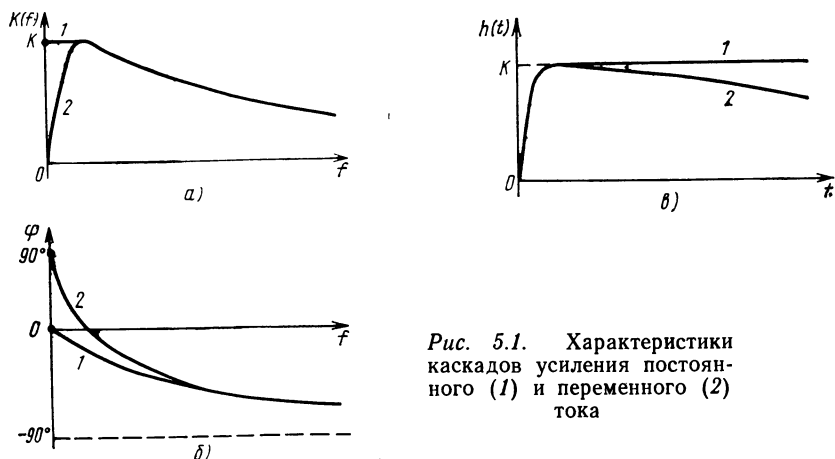


Рис. 5.1. Характеристики каскадов усиления постоянного (1) и переменного (2) тока

5.1. КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ ПОСТОЯННОГО ТОКА

5.1.1. РЕЗИСТОРНЫЕ КАСКАДЫ

В резисторном каскаде усиления постоянного тока (рис. 5.2) в качестве основного элемента связи используется резистор R_K (чем и объясняется название каскада). В схеме на рис. 5.2,а через внешнюю нагрузку R_2 и элемент связи R_K проходит постоянный ток I_{20} . Из-за потери напряжения на R_K , равной $R_K(I_K + I_{20})$, сопротивление R_K приходится брать сравнительно небольшим, что приводит к снижению усиления каскада. Повысить усиление мож-

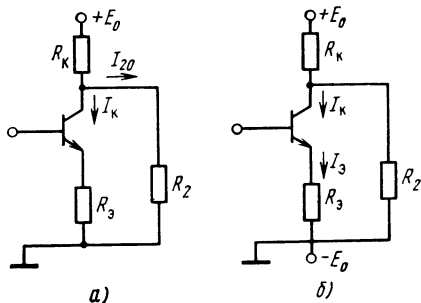


Рис. 5.2. Схемы резисторных каскадов усиления постоянного тока

но за счет питания каскада от биполярного источника и при $E_0 = R_K I_K = U_K + R_3 I_3$ ток $I_{20} = 0$ (рис. 5.2,б).

Коэффициенты усиления K , K_E , K_I , входное сопротивление, частота $f_{в\sqrt{2}}$ и время установления каскадов, приведенных на рис. 5.2, определяются по формулам (4.33), (4.34), (4.2), (4.3), (4.16) и (2.59), где $R_K = R_K R_2 / (R_K + R_2)$. Для расчета K , $C_{вх}$, $f_{в\sqrt{2}}$ и t_y каскадов на полевых транзисторах используются выражения (4.89), (4.90), (4.95) и (2.59).

Недостатком простейшего каскада (рис. 5.2) является высокая нестабильность постоянной составляющей выходного тока (напряжения), что затрудняет или исключает достижение высокой чувствительности.

Оценим нестабильность, например, однокаскадного усилителя (рис. 5.2) по уровню, отнесенному ко входу. Изменение коллекторного тока под воздействием напряжения ΔU [рис. 4.38 и (4.177)]

$$\Delta I_K = h_{21э} \Delta U_0 / (h_{11э} + R_6), \quad (5.1)$$

под воздействием ЭДС сигнала Δe_1

$$\Delta I_K = \frac{\Delta e_1 h_{11э}}{h_{11э} + R_6} y_{21э} = \frac{h_{21э} \Delta e_1}{h_{11э} + R_6}. \quad (5.2)$$

Приравнивая правые части этих равенств, находим

$$\Delta e_1 = \Delta U_0. \quad (5.3)$$

Так же может быть определена и нестабильность эквивалентной ЭДС, отнесенная ко входу, под воздействием ΔI_0 :

$$\Delta e_1 = R_6 \Delta I_0. \quad (5.4)$$

Из (4.174) и (5.3) видно, что нестабильность простейшего каскада усиления постоянного тока довольно велика. Так, при $\Delta t_c = 10^\circ$ нестабильность под воздействием ΔU_0 составляет $10 \cdot 2 \cdot 2 = 22$ мВ, а при $R_6 = 1$ кОм и $\Delta I_0 = 1$ мкА равна 23 мВ.

Повышение стабильности достигается при использовании симметричных мостовых схем (рис. 2.30). Естественно, что при изменении температуры или напряжений питания свойства однотипно выполненных плеч будут отличаться меньше, чем, скажем, у транзистора и резистора. Лучшие результаты получаются при введении в эмиттерные цепи дополнительных резисторов (R_3 на рис. 5.2), создающих местную ОС по току, однако из-за ее влияния сопротивления этих резисторов приходится брать сравнительно небольшими. Кроме того, применяются компенсационные методы — введение полупроводниковых диодов (особенно в цепи базы — рис. 4.39), терморезисторов и транзисторов, создающих противонаправленный дрейф.

Лучшая стабильность достигается, конечно, при стабилизации напряжения питания и температуры (термостатирование), этому способствует также сокращение времени работы усилителя (после предварительного прогрева при включенных источниках питания) — за небольшое время нестабильность не успевает заметно проявиться, а во время перерыва в работе может быть выполнена очередная установка нуля (если она предусмотрена).

5.1.2. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

Каскад (усилитель), реагирующий на разность напряжений на симметричных входах, называют дифференциальным (рис. 5.3). При этом выходная цепь может быть как симметричной, так и несимметричной относительно общего провода (см. рис. 2.30).

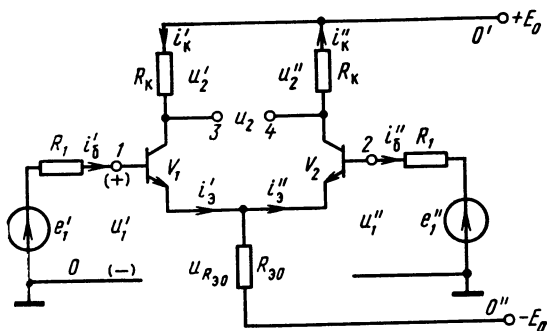
Напряжение на выходе дифференциального каскада согласно его определению

$$u_2 = -K(u'_1 - u''_1). \quad (5.5)$$

Характерной особенностью дифференциального каскада является его нечувствительность к синфазному сигналу, т. е. напряжениям u'_1 и u''_1 на входах, амплитуда и фаза (полярности) которых совпадают.

Рис. 5.3. Схема однокаскадного дифференциального усилителя

Направления токов i'_{δ} , i''_{κ} и полярность напряжения u''_1 отвечают отсутствию сигнала на втором входе



Действительно, при поступлении на вход напряжения, допустим, положительной полярности изменения коллекторных токов (и напряжений) одинаковы, в результате напряжения u'_2 и u''_2 продолжают оставаться равными, а выходное напряжение $u_2 = u'_2 - u''_2 = 0$.

Если $R_{30} = 0$ и $u''_1 = 0$, то ток $i''_{\kappa} = 0$, а напряжение $u''_2 = -R_{\kappa} i''_{\kappa} = 0$, при этом $u'_2 = -R_{\kappa} i'_{\kappa}$, и на выходе возникает напряжение $u_2 = u'_2 - u''_2 = -R_{\kappa} i'_{\kappa}$ со знаком «минус» и «плюс» между выводами 3 и 4. Несложно убедиться в том, что если $u'_1 = 0$, а $u''_1 > 0$, то $u_2 = u'_2 - u''_2 = R_{\kappa} i''_{\kappa}$, где i'_{κ} , i''_{κ} — изменения (переменные составляющие) коллекторных токов, вызванных напряжениями u'_1 и u''_1 .

При подаче на входы *противофазного сигнала*, т. е. напряжений, равных по амплитуде $|u''_1| = |u'_1|$, но противоположных по фазе (при гармоническом сигнале с фазовым сдвигом 180°) $u''_1 = -u'_1$, выходное напряжение $u_2 = 2R_{\kappa} i'_{\kappa}$ с той же полярностью, что и при $u''_1 = 0$.

При необходимости получения несимметричного выхода сигнал снимают с выводов 3—0 (или 4—0) (ввиду небольшого сопротивления источника питания точки 0, 0' и 0'' по переменному напряжению эквипотенциальны). Но в этом случае при $R_{30} = 0$ сигнал, поданный на вход 2—0, не поступает на рассматриваемый выход, а это означает, что при синфазном сигнале на выходе 3—0 существует только сигнал, поступающий с первого входа, не компенсируемый сигналом на втором входе, т. е. в данных условиях (несимметричный выход при $R_{30} = 0$) усилитель утрачивает нечувствительность к синфазному сигналу.

Чтобы сохранить это важное свойство и при несимметричном выходе, используют достаточно глубокую ОС для синфазного сигнала, осуществляемую с помощью сопротивления R_{30} , введенного в общую эмиттерную цепь (рис. 5.3).

При действии синфазного сигнала $u''_1 = u'_1 = u_1 > 0$ одинаково увеличиваются эмиттерные токи $i'_3 = i''_3 = i_3$ и напряжение, теряемое на сопротивлении R_{30} , в результате напряжения на промежуточных база—эмиттер $u_{63} = u_1 - 2R_{30}i_3$ и токи i_k и i_3 становятся меньше в число раз, равное глубине ОС. Глубина этой ОС, представляющая собой уменьшение коэффициента передачи синфазного сигнала, определяется с помощью выражений (3.10), (3.22) и (3.23) с учетом того, что $Z_1 = R_1$, $Z_2 \ll Z_{\text{вых}}$, $Z_{\text{вх}} \approx h_{113}$, $Y_{21} \approx 2y_{213}$ и $Z_B = R_{30}$, и для малых частот ($f \rightarrow 0$) оказывается равной

$$F_s = 1 + \frac{2R_{30}h_{113}y_{213}}{R_1 + h_{113}} = 1 + \frac{2h_{213}R_{30}}{R_1 + h_{113}}. \quad (5.6)$$

Можно считать, что при несимметричном выходе синфазный сигнал практически отсутствует, т. е. слабо влияет, если F_s составляет по меньшей мере 10 000 (80 дБ). При $y_{213} = 50$ мСм и $h_{113} = R_1$ сопротивление R_{30} должно быть не менее 200 кОм. Обычный резистор здесь непригоден, так

как теряемое на нем постоянное напряжение оказывается недопустимо большим. Например, если $I_3 = 2$ мА и $R_{30} = 200$ кОм, то оно достигает 800 В!

Хорошие результаты получаются, если в качестве R_{30} использовать транзистор с местной ОС по току, осуществляемой с помощью резистора R_2 с небольшим сопротивлением (рис. 5.4).

Эту комбинацию называют генератором стабильного тока (ГСТ), сопротивление которого можно найти, если приравнять его выходному сопротивлению каскада с ОБ при наличии в цепи базы сопротивления R_6 (в

данном случае близкого к сумме сопротивлений транзистора V_5 в диодном включении и резистора R_7 (см. (4.41)). Входящее в выражение (4.41) R_r следует приравнять сопротивлению резистора R_2 , которое обозначим через $R_{(2)}$:

$$R_{\text{вых}} \approx \frac{1 + h_{213}R_{(2)}/(h_{113} + R_6)}{h_{223}},$$

где h_{113} , h_{213} , h_{223} — параметры транзистора V_3 . Например, у транзистора КТ315Б, работающего в режиме $U_{КЭ} = 3$ В, $I_K = 4$ мА, $h_{113} = 1,6$ кОм, $h_{213} = 130$, $h_{223} = 40$ мкСм, выходное сопротивление без местной ОС ($R_{(2)} = 0$) равно $1/h_{223} = 1/40 = 0,025$ МОм = 25 кОм, а при включении в цепь эмиттера резистора с сопротивлением

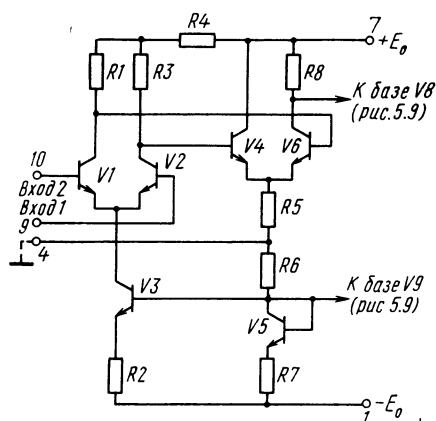


Рис. 5.4. Принципиальная схема двухкаскадного дифференциального усилителя (часть ОУ типа К140УД1А/Б)

300 Ом и $R_6 = h_{11\beta}$, получается равным $R_{\Sigma 0} = 325$ кОм, т. е. $[1 + h_{21\beta} R_{(2)} / (h_{11\beta} + R_6)] = [1 + 130 \cdot 300 / (1600 + 1600)] \approx 13$ раз больше. При этом на ГСТ теряется постоянное напряжение $3 + 0,3 \cdot 4 = 4,2$ В и глубина ОС для синфазного сигнала F_s , если $y_{21\beta} = 50$ мСм и $R_1 = h_{11\beta}$, превышает 16 000, что можно считать достаточным.

Дифференциальный каскад на рис. 5.3 обладает высокой стабильностью — порядка 1 мкВ/°С, если он выполнен в виде полупроводниковой ИМС, что обеспечивает малый разброс параметров транзисторов. Повышению стабильности способствует также глубокая ОС для синфазного сигнала.

Низкая чувствительность каскада к одинаковому, в частности, постоянному напряжению на обоих входах облегчает осуществление межкаскадных связей. Сопротивление $R_{\Sigma 0}$ на рис. 5.3, в отличие от сопротивления одиночного транзистора (R_B на рис. 3.5), не вносит ослабления при симметричном выходе. Действительно, при поступлении сигнала только на один вход (допустим, на первый) с положительной мгновенной полярностью увеличивается ток транзистора V_1 и переменная составляющая его эмиттерного тока направлена сверху вниз. Возникающее при этом напряжение $u_{R\Sigma 0}$ снижает амплитуду токов i'_s и i'_k и частичного выходного напряжения $u'_2 = -R_k i'_k$. Однако под действием напряжения $u_{R\Sigma 0}$ в передаче сигнала принимает участие транзистор V_2 , у которого изменение тока i''_k направлено противоположно i'_k , в результате выходное напряжение $u_2 = u'_2 - u''_2$ становится больше.

Параметры дифференциального каскада. Сначала будем исходить из того, что на второй вход (рис. 5.3) сигнал не поступает ($e''_1 = 0$). Входное сопротивление левой части каскада зависит от сопротивления нагрузки $R_{нз}$ в эмиттерной цепи, образованного из параллельно соединенных $R_{\Sigma 0}$ и входного сопротивления $R_{вх2}$ транзистора V_2 , включенного с транзистором V_1 по схеме с ОБ. Транзистор V_1 при наличии нагрузки $R_{нз}$ при передаче сигнала к транзистору V_2 выполняет функцию эмиттерного повторителя, что позволяет найти входное сопротивление последнего по формуле (4.58):

$$R_{вх1} = h_{11\beta} + (1 + h_{21\beta}) R_{нз} \approx h_{11\beta} + h_{21\beta} R_{нз}. \quad (5.7)$$

Входное сопротивление транзистора V_2 со стороны эмиттера согласно (4.39) равно

$$R_{вх2} = (h_{11\beta} + R_1) / (1 + h_{21\beta}) \approx (h_{11\beta} + R_1) / h_{21\beta}, \quad (5.8)$$

так как в цепи базы транзистора V_2 находится сопротивление источника сигнала R_1 , заменяющее здесь R_6 .

Сопротивление нагрузки в цепи эмиттера согласно определению $R_{нз} = R_{\Sigma 0} R_{вх2} / (R_{\Sigma 0} + R_{вх2})$, или

$$R_{нз} = \frac{R_{\Sigma 0} (R_1 + h_{11\beta})}{R_1 + h_{11\beta} + h_{21\beta} R_{\Sigma 0}}. \quad (5.9)$$

Подставляя (5.9) в (5.7), находим

$$R_{вх} = R_{вх1} = h_{11\beta} + \frac{(R_1 + h_{11\beta}) h_{21\beta} R_{\Sigma 0}}{R_1 + h_{11\beta} + h_{21\beta} R_{\Sigma 0}}. \quad (5.10)$$

По известному сопротивлению $R_{вх}$ нетрудно определить токи транзисторов V_1 и V_2 и выходное напряжение. Так, ток базы

$$i'_6 = \frac{e'_1}{R_1 + R_{вх}} = \frac{(R_1 + h_{11э} + h_{21э} R_{э0}) e'_1}{(R_1 + h_{11э})(R_1 + h_{11э} + 2h_{21э} R_{э0})}, \quad (5.11)$$

токи коллектора и эмиттера

$$i'_к \approx i'_э \approx h_{21э} i'_6 = \frac{h_{21э} (R_1 + h_{11э} + h_{21э} R_{э0}) e'_1}{(R_1 + h_{11э})(R_1 + h_{11э} + 2h_{21э} R_{э0})}. \quad (5.12)$$

Ток $i''_э \approx i''_к$ транзистора V_2 является долей тока $i'_э \approx i'_к$, пропорциональной отношению проводимости $1/R_{вх2}$ к суммарной проводимости $1/R_{вх2} + 1/R_{э0}$; учитывая противоположность направлений токов, находим

$$i''_к = -\frac{(1/R_{вх2}) i'_к}{1/R_{вх2} + 1/R_{э0}} = -\frac{h_{21э} R_{э0} i'_к}{R_1 + h_{11э} + h_{21э} R_{э0}}$$

или

$$i''_к = -\frac{h_{21э}^2 R_{э0} e'_1}{(R_1 + h_{11э})(R_1 + h_{11э} + 2h_{21э} R_{э0})}. \quad (5.13)$$

Разделив $i''_к$ на $h_{21э}$, находим ток базы транзистора V_2

$$i''_6 = -\frac{h_{21э} R_{э0} e'_1}{(R_1 + h_{11э})(R_1 + h_{11э} + 2h_{21э} R_{э0})}, \quad (5.14)$$

от которого зависит входное сопротивление, когда на обоих входах существуют напряжения сигналов u'_1 и u''_1 .

По известным $i'_к$ и $i''_к$ определяем напряжения при несимметричном и симметричном выходах:

$$u'_2 = -R_к i'_к = -\frac{h_{21э} (R_1 + h_{11э} + h_{21э} R_{э0}) R_к e'_1}{(R_1 + h_{11э})(R_1 + h_{11э} + 2h_{21э} R_{э0})}; \quad (5.15)$$

$$u''_2 = -R_к i''_к = \frac{h_{21э}^2 R_{э0} R_к e'_1}{(R_1 + h_{11э})(R_1 + h_{11э} + 2h_{21э} R_{э0})}; \quad (5.16)$$

$$u_2 = u'_2 - u''_2 = -\frac{h_{21э} R_к e'_1}{R_1 + h_{11э}}. \quad (5.17)$$

Выражения (5.11) — (5.17) были получены, исходя из того, что ЭДС сигнала e'_1 действует только на входе $I=0$. В более общих условиях, когда сигналы на обоих входах e'_1 и e''_1 , токи транзисторов и составляющие выходного напряжения представляют собой алгебраические суммы результатов воздействия этих сигналов:

$$i'_к = \frac{h_{21э} [(R_1 + h_{11э} + h_{21э} R_{э0}) e'_1 - h_{21э} R_{э0} e''_1]}{(R_1 + h_{11э})(R_1 + h_{11э} + 2h_{21э} R_{э0})}; \quad (5.18)$$

$$i'_6 = \frac{i'_к}{h_{21э}} = \frac{(R_1 + h_{11э} + h_{21э} R_{э0}) e'_1 - h_{21э} R_{э0} e''_1}{(R_1 + h_{11э})(R_1 + h_{11э} + 2h_{21э} R_{э0})}. \quad (5.19)$$

Токи $i''_к$ и i''_6 находятся подобным образом при взаимной замене e'_1 и e''_1 .

Напряжения на выходах подчиняются этому же правилу:

$$u'_2 = -R_K i'_K = -\frac{h_{213} [(R_1 + h_{113} + h_{213} R_{30}) e'_1 - h_{213} R_{30} e''_1] R_K}{(R_1 + h_{113})(R_1 + h_{113} + 2h_{213} R_{30})}; \quad (5.20)$$

$$u''_2 = -R_K i''_K = -\frac{h_{213} [(R_1 + h_{113} + h_{213} R_{30}) e''_1 - h_{213} R_{30} e'_1] R_K}{(R_1 + h_{113})(R_1 + h_{113} + 2h_{213} R_{30})}; \quad (5.21)$$

$$u_2 = u'_2 - u''_2 = -\frac{h_{213} R_K (e'_1 - e''_1)}{R_1 + h_{113}}. \quad (5.22)$$

При симметричном выходе выходной сигнал пропорционален (при несимметричном приближенно) разности ЭДС входных сигналов $e''_1 - e'_1$, а сквозной коэффициент усиления при противофазном сигнале ($u''_1 = -u'_1$)

$$K_E = \left| \frac{u_2}{e'_1} \right| = \frac{2h_{213} R_K}{R_1 + h_{113}} \quad (5.23)$$

не зависит от сопротивления R_{30} . Это объясняется тем, что токи $i'_3 \approx i'_K$ и $i''_3 \approx i''_K$ при противофазном сигнале равны по абсолютному значению и противоположны по направлению, следовательно, в цепи элемента связи R_{30} отсутствует переменная составляющая тока.

При несимметричном выходе сквозной коэффициент усиления

$$K'_E = \left| \frac{u'_2}{e'_1} \right| = \frac{h_{213} R_K}{R_1 + h_{113}} \quad (5.24)$$

оказывается в два раза меньше, чем при симметричном выходе (5.23).

При синфазном сигнале ($e''_1 = e'_1$) напряжение

$$u'_2 = -\frac{h_{213} R_K e'_1}{R_1 + h_{113} + 2h_{213} R_{30}} \quad (5.25)$$

не равно нулю, как при симметричном выходе ($u_2 = 0$); однако при глубокой ОС ($F_s \gg 1$) оно оказывается сравнительно небольшим. Следовательно, для снижения чувствительности к синфазному сигналу следует выбирать больше сопротивление R_{30} .

В заключение отметим, что если рассматривать работу дифференциального каскада, начиная от его входов, а не от источника ЭДС e'_1 и e''_1 , то в выражениях (5.11)–(5.25) K_E , e'_1 , e''_1 и $R_1 + h_{113}$ заменяют соответственно на K , u'_1 , u''_1 и h_{113} , приравнявая отношение h_{213}/h_{113} проводимости прямой передачи y_{213} .

Входное сопротивление в области нижних частот. Сопротивление на одном входе при отсутствии сигнала на другом определяется по выражению (5.10).

В общем случае существования когерентных сигналов (в частности, с одинаковыми частотами (или спектрами) в области нижних частот) ток базы со стороны одного из входов равен следующей алгебраической сумме:

$$i'_6 = \frac{(R_1 + h_{113} + h_{213} R_{30}) e'_1 - h_{213} R_{30} e''_1}{(R_1 + h_{113})(R_1 + h_{113} + 2h_{213} R_{30})}. \quad (5.26)$$

При противофазном сигнале ($e''_1 = -e'_1$)

$$i'_6 = e'_1 / (R_1 + h_{11э}) = u'_1 / h_{11э},$$

а так как при $R_1 = 0$ $u'_1 = e'_1$, то

$$R_{вх} = u'_1 / i'_6 = h_{11э}. \quad (5.27)$$

При синфазном сигнале ($e''_1 = e'_1$) входное сопротивление, как правило, оказывается значительным:

$$R_{вх} = u'_1 / i'_6 = h_{11э} + 2h_{21э} R_{э0}, \quad (5.28)$$

так как

$$i'_6 = \frac{e'_1}{R_1 + h_{11э} + 2h_{21э} R_{э0}} = \frac{u'_1}{h_{11э} + 2h_{21э} R_{э0}}. \quad (5.29)$$

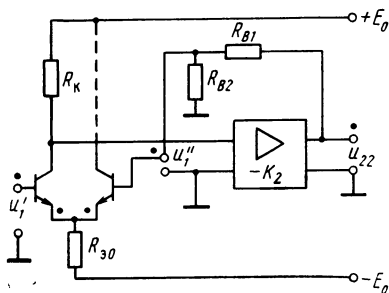


Рис. 5.5. Схема усилителя с дифференциальным входным каскадом

При последовательной ОС по напряжению (рис. 3.7,а) входное сопротивление становится больше. Чтобы определить его, воспользуемся схемой усилителя (рис. 5.5), на неинвертирующий вход дифференциального каскада которого подается напряжение усищаемого сигнала u'_1 , а на инвертирующий вход — выходное напряжение $u''_1 = B u_{22}$ (где $B = R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$), ослабленное делителем R_{B1} , R_{B2} ($-K_2$ —

коэффициент усиления части усилителя, инвертирующей сигнал). В рассматриваемом устройстве

$$i'_6 = \frac{(h_{11э} + h_{21э} R_{э0}) u'_1 - h_{21э} R_{э0} u''_1}{h_{11э} (h_{11э} + 2h_{21э} R_{э0})}. \quad (5.30)$$

Напряжение u''_1 пропорционально входному току: $u''_1 = B u_{22} = B (-K_2 u'_2) = B (-K_2) (-R_K i'_к) = B K_2 R_K h_{21э} i'_6$, откуда следует, что

$$i'_6 = \frac{(h_{11э} + h_{21э} R_{э0}) u'_1}{h_{11э} (h_{11э} + 2h_{21э} R_{э0}) [1 + B K_2 h_{21э}^2 R_K R_{э0} / h_{11э} (h_{11э} + 2h_{21э} R_{э0})]}. \quad (5.31)$$

Из (5.31) находим входное сопротивление устройства с ОС (со стороны неинвертирующего входа)

$$R_{вх F} = \frac{u'_1}{i'_6} = \frac{h_{11э} (h_{11э} + 2h_{21э} R_{э0}) F_{1к}}{h_{11э} + h_{21э} R_{э0}}, \quad (5.32)$$

где

$$F_{1к} = 1 + B K_2 h_{21э}^2 R_K R_{э0} / h_{11э} (h_{11э} + 2h_{21э} R_{э0}) \quad (5.33)$$

— глубина ОС при коротком замыкании на входе, т. е. при $R_1 = 0$. При $R_{э0} \rightarrow \infty$ входное сопротивление возрастает, стремясь к пределу

$$R_{вх F \max} = 2h_{11э} (1 + B K_2 h_{21э} R_K / 2h_{11э}), \quad (5.34)$$

а при $R_{э0} = 0$ определяется по формуле (5.27).

В более общем случае, когда сопротивление источника сигнала R'_1 и выходное сопротивление цепи ОС $R''_1 \approx R_{B2}$ не равны, сквозной коэффициент усиления каскада равен

$$K_E = \frac{U'_2}{E'_1} = \left| - \frac{h_{213} (R'_1 + h_{113} + h_{213} R_{30}) R_K}{(R'_1 + h_{113}) (R''_1 + h_{113}) + (R'_1 + R''_1 + 2h_{113}) h_{213} R_{30}} \right|, \quad (5.35)$$

а усилителя без ОС $K_3 K_2$. При ОС сквозной коэффициент усилителя становится меньше в F раз:

$$F = 1 + \frac{BK_2 h_{213}^2 R_K R_{30}}{(R'_1 + h_{113}) (R''_1 + h_{113}) + (R'_1 + R''_1 + 2h_{113}) h_{213} R_{30}}; \quad (5.36)$$

$$F \rightarrow 1 + \frac{BK_2 h_{213} R_K}{(R'_1 + R''_1 + 2h_{113})} \quad \text{при } R_{30} \rightarrow \infty.$$

Наряду с рассмотренной схемой дифференциального каскада (рис. 5.3 и 5.4) используется дифференциальный каскад, содержащий по два составных транзистора каскодного типа (ОК—ОБ или ОС—ОЗ) и несколько ГСТ. Так, входной дифференциальный каскад на рис. 5.6 образован из двух составных транзисторов $V1, V2$ и $V6, V7$ вида ОК—ОБ, у которых элементами связи являются ГСТ ($V3, V4$ и $V8, V9$).

Передача напряжения от каждого входа до несимметричного выхода — коллектора транзистора $V8$ — происходит двумя путями. Первый от инвертирующего входа через базу — эмиттер транзистора $V1$, эмиттер — коллектор $V2$, базу — эмиттер $V4$ и базу — коллектор $V8$; второй — через базу — эмиттер $V1$, эмиттер — базу $V2$ и базу — коллектор $V7$.

Первый путь от неинвертирующего входа через базу — эмиттер $V6$ и эмиттер — коллектор $V7$; второй через базу — эмиттер $V6$, эмиттер — базу $V7$, базу — коллектор $V2$, базу — эмиттер $V4$ и базу — коллектор $V8$.

Несложно убедиться в том, что при равных коэффициентах усиления тока базы и при $h_{213} \gg 1$, благодаря последовательному соединению транзисторов $V1, V2, V3$ и $V6, V7, V8$, они работают как по постоянному, так и по переменному току в равных условиях; этому способствует также соединение между базами транзисторов $V2, V7$ и $V3, V8$. Поэтому коэффициенты передачи от обоих входов до выхода мало отличаются, что обеспечивает высокую степень ослабления синфазного сигнала.

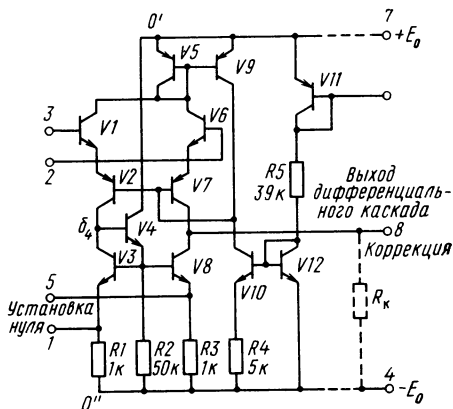


Рис. 5.6. Принципиальная схема дифференциального каскада на составных транзисторах каскодного типа (ОУ типа К140УД7)

Требуемый режим работы по постоянному току осуществляет подачей напряжения смещения на базы транзисторов $V2$ и $V7$ от высокоомного делителя напряжения, образованного из двух ГСТ: на $V9$ и $V10$, $R4$; постоянство тока, потребляемого цепью этих ГСТ, поддерживается с помощью транзисторов $V5$ и $V12$ в диодном соединении.

Исследуя работу данного каскада, предварительно найдем сопротивление участка цепи b_4-0'' . Поскольку база $V3$ соединена с коллектором через малое выходное сопротивление эмиттерного повторителя на $V4$, то сопротивление промежутка коллектор—эмиттер $V3$ оказывается близким к $1/y_{213}$; в данном случае сопротивление $R_{(1)}$ резистора $R1$ во много раз больше $1/y_{213}$, поэтому сопротивление участка цепи b_4-0'' допустимо считать равным $R_{(1)}=R_3$.

Определяя сначала коэффициент передачи сигнала от инвертирующего входа (δ) по первому пути, следует принять во внимание, что в цепи базы транзистора $V2$ присутствует входное сопротивление транзистора $V7$ (со стороны его базы) $R_6 \approx 2h_{113}$. Входное сопротивление каскада с ОБ при наличии R_6 , как вытекает из (4.39), равно $(h_{113} + R_6)/h_{213}$, поэтому $R_{вх2} = R_{вхОБ} = 3h_{113}/h_{213}$. Используя (4.58), находим входное сопротивление каскада с ОК на транзисторе $V1$, имея в виду, что здесь $R_H = R_{вОБ}$, $R_{вх1} = h_{113} + (1 + h_{213})R_{вхОБ} \approx 4h_{113}$.

Находим действующие значения токов базы и коллектора транзистора $V1$

$$I_{61} = U'_1/4h_{113}; \quad I_{к1} = h_{213} I_{61} = y_{213} U'_1/4, \quad (5.37)$$

U'_1 — напряжение на инвертирующем входе.

Токи $I_{к1}$ и $I_{к2}$, естественно, равны между собой. Последний, проходя через участок цепи b_4-0'' с сопротивлением, близким к $R_{(1)}$, создает на нем напряжение U_{64-0} . Это напряжение через каскад с ОК ($V4$) почти без ослабления передается на базу транзистора $V8$, создающего в коллекторной цепи ток $I'_{к8} \approx y_{213} U_{64-0}/(1 + y_{213} R_3) \approx U_{64-0} R_3$. Так как $R_{(1)} = R_3$, то $I'_{к8} = y_{213} U'_1/4$. При передаче по второму пути от базы $V1$ к базе $V7$ ток уменьшается в четыре раза: $I'_{к7} = y_{213} U'_1/4$. Сумма токов $I'_{к8}$ и $I'_{к7}$ равна выходному току дифференциального каскада:

$$I'_к = y_{213} U'_1/2. \quad (5.38)$$

Рассмотрев также передачу по обоим путям от неинвертирующего входа (2), находим

$$I''_к = y_{213} U''_1/2. \quad (5.39)$$

Коэффициент усиления зависит от сопротивления нагрузки R_k

$$K' = U_2/U'_1 = y_{213} R_k/2. \quad (5.40)$$

Если используется последовательная ОС по напряжению (рис. 5.5), то при $R'_1 = R''_1 = 0$ в соответствии с (5.34)

$$R_{вхF} = 4h_{113} F_{1к}, \quad (5.41)$$

где $F_{1к} = 1 + BK_2 y_{213} R_k/2$.

В общем случае при $R'_1 \neq 0$, $R''_1 \neq 0$ и $E''_1 = 0$ сквозной коэффициент усиления каскада на рис. 5.6

$$K_C = \left(\frac{U_2}{E'_1} \right)_{B=0} = \frac{2h_{213} R_K}{R'_1 + R''_1 + 4h_{113}}$$

при ОС сквозной коэффициент усиления усилителя уменьшается в F раз:

$$F = 1 + 2BK_2 h_{213} R_K / (R'_1 + R''_1 + 4h_{113}). \quad (5.42)$$

Для установки нуля (баланса к выводам 1—5) подключается потенциометр с сопротивлением 1 ... 10 кОм, движок которого присоединяется к выводу 4.

К достоинствам рассмотренного каскада относятся высокая степень ослабления синфазного сигнала, относительно широкая полоса пропускания за счет использования составных транзисторов каскодного типа, а также сравнительно большое усиление — до 60 дБ [9] при большем входном сопротивлении — примерно в два раза по сравнению с каскадом на рис. 5.4.

При использовании дифференциального каскада в качестве входного в ряде случаев требуется получить высокое входное сопротивление, небольшие входные токи и низкий уровень шума. Это достигается при работе биполярных транзисторов с малыми коллекторными токами (порядка 0,1 ... 1 мА) или применением полевых транзисторов.

Амплитудно-частотная и переходная характеристика. Выражения (5.23) и (5.24) относят к области нижних частот ($f \rightarrow 0$); на верхних частотах параметры h_{113} и h_{213} становятся комплексными. Сходство этих выражений с (4.34) позволяет сделать вывод о том, что соотношение (4.16) для частоты $f_{B\sqrt{2}}$, равной частоте полюса, применимо к дифференциальному каскаду при противофазном сигнале, только

$$R_K = R_K, \quad R_T = R_1 \quad \text{и} \quad C_0 = C_{6'3} + (1 + S_i R_K) C_K, \quad (5.43)$$

время установления следует определять по формуле (2.59).

Таким образом, передаточная функция содержит один полюс, частота которого определяет положение криволинейных участков АЧХ, ФЧХ и ПХ.

5.1.3. КАСКАДЫ С ЭЛЕМЕНТАМИ СДВИГА УРОВНЯ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

При использовании в каскадах усиления постоянного тока транзисторов одинаковой структуры необходимы межкаскадные элементы связи (кроме схемы Дарлингтона). Таким элементом является резистор R_{K1} (рис. 5.7), через который протекает коллекторный ток транзистора V_1 и базовый ток V_2 . Коллекторное напряжение $U_{KЭ1}$ в большинстве случаев превышает необходимое напряжение $U_{БЭ2}$ на базе транзистора V_2 . Поэтому требуется устранить избыточное напряжение (например, в месте, отмеченном X). Цепи, предназначенные для этой цели, известны как цепи сдвига уровня постоянного напряжения. Они по возможности не должны

ослаблять полезный сигнал, а для этого важно, чтобы потребляемый постоянный ток был небольшим, а входное сопротивление для переменного тока — велико. Если в этой цепи используется делитель напряжения, то следует стремиться к тому, чтобы напряжение сигнала заметно не снижалось. Частично это можно достичь,

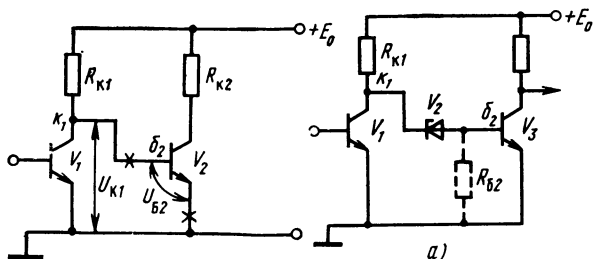


Рис. 5.7. Общая схема межкаскадного соединения

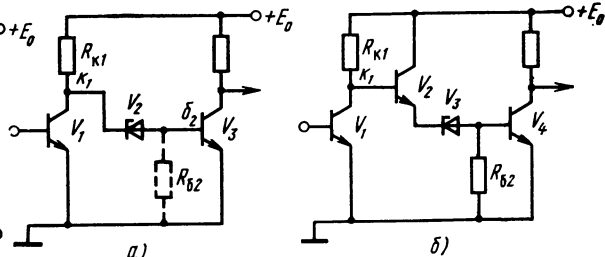


Рис. 5.8. Схемы каскадов с элементами сдвига уровня постоянного напряжения со стабилитронами (V_2 и V_3)

используя полупроводниковый стабилитрон (рис. 5.8,а), достоинством которого является небольшое дифференциальное сопротивление — порядка нескольких десятков ом, при котором сигнал практически не ослабляется. Однако широкому применению стабилитрона препятствуют: во-первых, относительно большой разброс напряжения стабилизации, во-вторых, малое дифференциальное сопротивление стабилитрона при сравнительно большом токе (несколько миллиампер), что вынуждает вводить дополнительный резистор $R_{б2}$ и уменьшать сопротивление резистора $R_{к1}$. И то и другое приводит к уменьшению коэффициента усиления предшествующего каскада (на транзисторе V_1). Кроме того, стабилитрон как диод, работающий при большом токе, создает заметный дробовой шум, что, правда, не играет роли при высокой амплитуде сигнала.

Снижение постоянного и переменного тока, потребляемого стабилитроном (от точки κ_1), возможно с помощью буферного эмиттерного повторителя (рис. 5.8,б), что в конечном счете позволит заметно увеличить коэффициент усиления каскада на транзисторе V_1 .

Кроме того, для сдвига уровня постоянного напряжения может быть использован делитель напряжения, состоящий из резистора R_9 (рис. 5.9), сопротивления ГСТ (V_9 , R_{10}) и входной цепи эмиттерного повторителя (V_{10} , R_{11} , R_{12}). Вспомогательный эмиттерный повторитель на транзисторе V_8 предназначен для уменьшения потребляемого делителем напряжения постоянного тока (здесь $I_{Б8}$) и увеличения сопротивления нагрузки по переменному току для транзистора V_6 , состоящей из резистора R_8 и входного сопротивления транзистора V_8 : $R_{н6} = R_8 R_{вх8} / (R_8 + R_{вх8})$. И то и другое позволяет получить большой коэффициент усиления от каскада на

транзисторе V_6 . А так как сопротивление переменному току цепей V_9 , R_{10} и V_{10} , R_{11} велико, то рассматриваемый делитель напряжения незначительно ослабляет напряжение сигнала. Закрытый диод V_7 ведет себя подобно конденсатору малой емкости, являющемуся элементом внутренней коррекции.

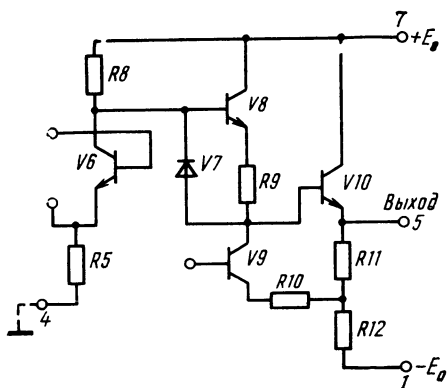


Рис. 5.9. Схемы цепи сдвига уровня постоянного напряжения (начало схемы ОУ — см. рис. 5.4)

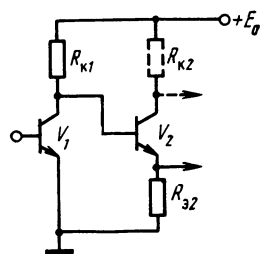


Рис. 5.10. Схема цепи сдвига уровня постоянного напряжения с резистором R_{32}

Для устранения избыточного постоянного напряжения можно использовать резистор в эмиттерной цепи транзистора V_2 (рис. 5.10). Однако, если каскад на транзисторе V_2 выполнен по схеме с ОЭ, то резистор R_{32} одновременно является элементом последовательной по току ОС, значительно ослабляющей напряжение сигнала (если этот каскад представляет собой эмиттерный повторитель, то резистор R_{32} используется как элемент связи с последующей нагрузкой, и ослабление, вносимое ОС, является его естественным свойством). Для устранения ослабляющего действия резистора R_{32} есть две возможности: во-первых, замена резистора полупроводниковым стабилитроном, дифференциальное сопротивление которого довольно мало; во-вторых, использование так называемого электронного шунта, — входной цепи транзистора V_3 , включенного по схеме с ОБ (рис. 5.11) и обладающего малым сопротивлением, равным согласно (4.39)

$$R_{вх3} = (h_{11\ 3} + R_{63}) / (1 + h_{21\ 3}), \quad (5.44)$$

где $R_{63} = R_{63,1} R_{63,2} / (R_{63,1} + R_{63,2})$.

При наличии электронного шунта с такими же параметрами, что и у транзистора V_2 , ОС снижает коэффициент усиления не больше чем в два раза. Если на вход транзистора V_3 подавать напряжение сигнала с противоположной фазой, то (как было показано в п. 5.1.2) сигнал не ослабляется. Следовательно, сопряжение двух дифференциальных каскадов представляет собой один из способов сдвига уровня постоянного напряжения, не сопровождающийся

ослаблением сигнала. Так, резистор R_4 в схеме на рис. 5.4, не вносящий ослабления, также является элементом сдвига уровня напряжения. Естественно, что ГСТ (V_3 , R_2) практически не ослабляет сигнал.

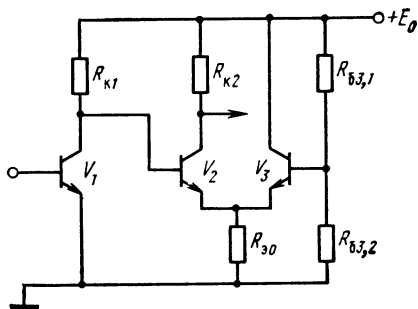


Рис. 5.11. Использование транзистора V_3 в качестве «электронного шунта»

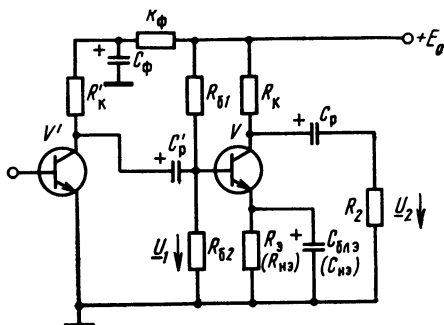


Рис. 5.12. Схема резисторного каскада на транзисторе V

5.2. КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

5.2.1. РЕЗИСТОРНЫЕ КАСКАДЫ НА БИПОЛЯРНОМ ТРАНЗИСТОРЕ

Достоинством резисторных каскадов, кроме простоты и малых размеров используемых элементов, является способность создавать равномерное усиление в широкой полосе частот и нечувствительность к воздействию переменных магнитных полей.

В резисторном каскаде усиления переменного тока (рис. 5.12), кроме основного элемента связи — резистора R_k , используется разделительный конденсатор C_p большой емкости. Такие конденсаторы исключают передачу от одного каскада к другому медленных изменений напряжения, обусловленных нестабильностью режима работы по постоянному току; полезный сигнал переменного тока проходит свободно, если емкости разделительных конденсаторов достаточно велики. Разделение цепей постоянного тока соседних транзисторов позволяет осуществлять питание от одного источника с предельно низким напряжением. К числу элементов резисторного каскада относятся также цепи смещения $R_{б1}$, $R_{б2}$ и стабилизации режима по постоянному току R_3 , $C_{блз}$, назначение которых рассматривалось в п. 4.7.3. Относительно необходимости применения межкаскадных фильтрующих $C_{ф}R_{ф}$ звеньев отмечалось в § 4.11.

Рассмотрим усилительные свойства и характеристики резисторного каскада на основе эквивалентных схем для соответствующих областей частот и времен.

В области средних частот сопротивления разделительных и фильтрующих конденсаторов $1/\omega C'_p$, $1/\omega C_p$ и $1/\omega C_{ф}$ практически оказываются настолько малыми, что их допустимо принять равными нулю; заметного влияния не оказывают также и межэлек-

тродные емкости $C_{6'3}$ и C_K , проводимости которых $\omega C_{6'3}$ и ωC_K пренебрежимо малы. В этих условиях справедливы эквивалентные схемы, представленные на рис. 4.7, если учесть, что $U_{6m} = U_1/\sqrt{2}$, $U_{Km} = U_2/\sqrt{2}$ и

$$R_r = R'_K R_6 / (R'_K + R_6), \quad (5.45)$$

где

$$R_6 = R_{61} R_{62} / (R_{61} + R_{62}), \quad (5.46)$$

$$R_K = R_K R_2 / (R_K + R_2). \quad (5.47)$$

При этом коэффициент усиления в области средних частот в соответствии с (4.36) равен $K = U_2/U_1 = y_{213} R_n = h_{213} R_n / h_{113}$.

Рассматривая поведение каскада в области *верхних частот и малых времен*, воспользуемся эквивалентной схемой на рис. 4.5,б и полученными при ее исследовании соотношениями (4.12) и (4.15). Параметры каскада в рассматриваемых областях зависят от частоты $f_{B\sqrt{2}}$ (полюса). АЧХ, ФЧХ и ПХ, описываемые уравнениями (2.14), (2.15) и (2.57), для цепи с одним полюсом показаны на рис. 2.4, 2.5 и 2.21, а рис. 2.22 дает представление о характере искажения прямоугольного импульса малой длительности t_n , зависящего от соотношения между временем установления

$$t_y = 2,2 C_0 R_{ЭК} = 0,35 / f_{B\sqrt{2}} \quad (5.48)$$

и длительностью t_n , где согласно (4.16)

$$f_{B\sqrt{2}} = 1/2\pi C_0 R_{ЭК} = (R_r + r'_{6'} + r_{6'3})/2\pi C_0 (R_r + r'_{6'}) r_{6'3}. \quad (5.49)$$

Способность усилителя создавать усиление в широкой полосе частот оценивается его *площадью усиления*, равной произведению коэффициента усиления в области средних частот K на частоту $f_{B\sqrt{2}}$: $Q_S = K f_{B\sqrt{2}}$. Площадь усиления биполярного транзистора зависит от параметров его эквивалентной схемы (рис. 4.5,б) и внешних условий работы, оцениваемых величинами R_r и R_n [4]. Так, если $R_r = \text{const}$, то, как видно из (4.24) и (5.49), площадь усиления

$$Q_S = K f_{B\sqrt{2}} = \frac{S_i R_n [1 + g_{6'3} (R_r + r'_{6'})]}{2\pi C_0 (1 + g_{6'3} r'_{6'}) (R_r + r'_{6'})} \quad (5.50)$$

возрастает с увеличением R_n , стремясь к постоянному значению, и несколько уменьшается с ростом R_r .

Весьма наглядной получается геометрическая интерпретация понятия площади усиления. При $f \gg f_{B\sqrt{2}}$ коэффициент усиления обратно пропорционален частоте (см. (2.16)), а это означает, что в каждой точке, расположенной на наклонной асимптоте (рис. 5.13), произведение $K(f)f = \text{const}$. Другими словами, все АЧХ, у которых точки излома расположены на одной и той же наклонной асимптоте, относятся к каскадам с одинаковой площадью усиления.

В области *нижних частот и больших времен* основную роль в цепи играют конденсаторы C_p и C_3 . Передаточная функция этой цепи содержит два нуля (один из них равен нулю) и два полюса; найти последние, в принципе, можно, но довольно затруднитель-

но [4]. Более простым получается решение, если допустить, что каждый из этих конденсаторов влияет на АЧХ и ПХ независимо от другого, т. е. полагаем, что при работе одного второй конденсатор замкнут накоротко (причем это не создает заметной ошибки). Эквивалентная схема резисторного каскада, приведенная на

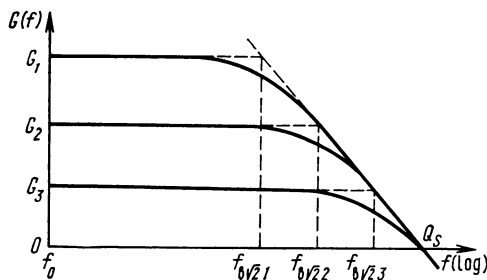


Рис. 5.13. Семейство АЧХ каскадов с одинаковой площадью усиления $Q_S = K_1 f_{1B} \sqrt{2} = K_2 f_{2B} \sqrt{2}$

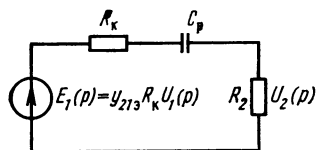


Рис. 5.14. Эквивалентная схема резисторного каскада для нижних частот и больших времен, отражающая влияние разделительного конденсатора C_p

рис. 5.14, отличается от представленных на рис. 2.12,а и 2.16,б сопротивлением $R_K = R_1$ и емкостью $C_p = C_1$; поэтому здесь постоянная времени согласно формуле (2.41) равна

$$\tau_1 = C_p (R_K + R_2), \quad (5.51)$$

а частота полюса, она же частота $f_n \sqrt{2}$, согласно (2.38)

$$f_{p1} = f_n \sqrt{2} = 1/2\pi\tau_1 = 1/2\pi C_p (R_K + R_2). \quad (5.52)$$

Амплитудно- и фазочастотные, а также переходная характеристики определяются выражениями (2.39), (2.40), (2.61) и приведены на рис. 2.11 и 2.23. Искажение прямоугольного импульса большой длительности показано на рис. 2.24,б. Общий вид АЧХ резисторного каскада для нижних и верхних частот изображен на рис. 2.17 и 2.18, а ФЧХ — на рис. 5.15.

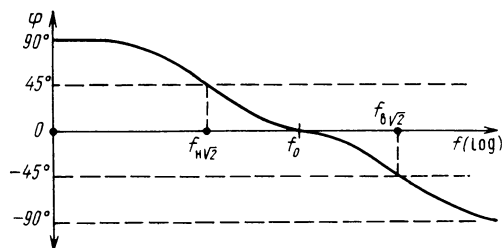


Рис. 5.15. Фазочастотная характеристика резисторного каскада

Влияние конденсатора $C_{блэ}$ на АЧХ и ПХ практически того же характера, что и разделительного конденсатора, — внесение дополнительных частотных и переходных искажений.

Допустим, что $C_{блз} = \infty$ ($R_3 = 0$, однако режим работы по постоянному току сохраняется), тогда ОС, элементом которой является резистор R_3 , не действует и АЧХ (кривая 1 на рис. 5.16) не отличается от АЧХ на рис. 2.17, 2.18. Если $C_{блз} = 0$, то под влия-

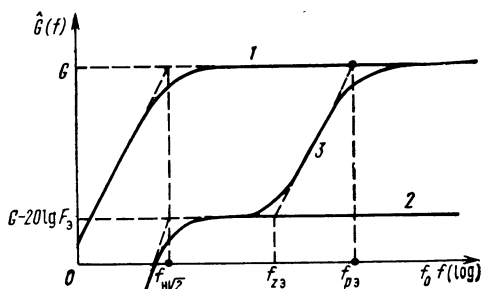
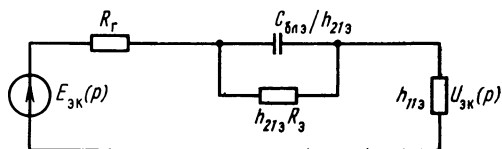


Рис. 5.16. Семейство АЧХ резисторного каскада при $C_p = \text{const}$

нием ОС (последовательной по току) усиление станет меньше, а форма АЧХ и частота $f_{W/2}$ не изменятся (кривая 2). Для некоторого промежуточного значения $C_{блз}$ (например, 1 мкФ) в области частот, близких к f_0 , сопротивление $1/\omega C_{блз} \rightarrow 0$ при $f \rightarrow \infty$, то такой же результат получается при $C_{блз} = \infty$, поэтому при $f \rightarrow \infty$ кривая 3 будет сближаться с кривой 1.

Рис. 5.17. Эквивалентная схема резисторного каскада для нижних частот и больших времен, отражающая влияние блокировочного конденсатора $C_{блз}$



В области нижних частот ($f \rightarrow 0$) проводимость $\omega C_{блз} \rightarrow 0$, в пределе то же происходит и при $C_{блз} = 0$, т. е. кривая 3 сливается с линией 2. При большой емкости $C_{блз}$ наклонный участок, переходя от линии 1 к линии 2 (при $f \rightarrow 0$), сдвигается влево, а при меньшей — вправо.

Как видно из рис. 5.16, при относительно небольшой (можно считать недостаточной) емкости $C_{блз}$, неравномерность усиления становится более заметной — возникают дополнительные частотные искажения.

Уровень дополнительных частотных искажений может быть найден с помощью эквивалентной схемы на рис. 5.17, при составлении которой емкостные сопротивления $1/\omega C_p$ и $1/\omega C_\phi$ были приняты равными нулю; поскольку эмиттерный ток в $1 + h_{21з} \approx h_{21з}$ раз больше тока базы, то потребовалось R_3 увеличить, а $C_{блз}$ уменьшить в $h_{21з}$ раз. На выходе рассматриваемой цепи напряжение сигнала фактически равно $U_1(p)$, а входное напряжение (в области средних частот, т. е. при $1/\omega C_{блз} \approx 0$) $U(p)$ в $(R_r + h_{11з})/h_{11з}$ раз меньше, чем $U_1(p)$. Для того чтобы прийти к привычной форме записи, при которой напряжение на выходе (условно) равно $U_2(p)$,

а на входе $U_1(p)$, следует ввести пересчетные множители, расположив справа $U_{эк}(p) = U_2(p)/y_{21э}R_n$, а слева $E_{эк}(p) = U(p) = (R_r + h_{11э})U_1(p)/h_{11э}$. Тогда в области средних частот (т. е. при $1/\omega C_{6лэ} \approx 0$) отношение принятых напряжений для входа и выхода цепи

$$\frac{U_2(p)/y_{21э}R_n}{(R_r + h_{11э})U_1(p)/h_{11э}} \quad (5.53)$$

должно оказаться равным $h_{11э}/(R_r + h_{11э})$. Выполнив в (5.53) деление и имея в виду, что согласно (4.33) в области средних частот $U_2(p)/U_1(p) = y_{21э}R_n$, убеждаемся в том, отношение (5.53) тождественно равно $h_{11э}/(R_r + h_{11э})$.

Эквивалентная схема на рис. 5.17 по сути дела не отличается от изображенной на рис. 2.12,б, исследование которой велось на основе выражения (2.42). С учетом различия обозначений

$$f_{зэ} = 1/2\pi C_{6лэ}R_э, \quad (5.54)$$

$$f_{pэ} = (R_r + h_{11э} + h_{21э}R_э)/2\pi C_{6лэ}R_э(R_r + h_{11э}). \quad (5.55)$$

При этом отношение частот излома АЧХ

$$f_{pэ}/f_{зэ} = 1 + h_{21э}R_э/(R_r + h_{11э}) = F_э \quad (5.56)$$

есть не что иное, как глубина местной ОС. Действительно, свойства последовательной ОС по току описываются выражениями (3.17), (3.22) и (3.23), причем в данном варианте ее реализации $H_{21} = h_{21э}$, $Z_{вх} = h_{11э}$, $Z_1 = R_r$, $Z_B = R_э$ и $Z_{вых} + Z_2 \approx Z_{вых}$.

Уравнение нормированной АЧХ, отражающее влияние этой местной частотно-зависимой ОС (кривая 3 на рис. 5.16), имеет следующий вид:

$$\hat{G}_э(f) = -10 \lg \frac{1 + (f_{pэ}/f)^2}{1 + (f_{зэ}/f)^2}, \quad (5.57)$$

причем

$$\hat{G}_э(f) \rightarrow \begin{cases} -20 \lg F_э & \text{при } f \rightarrow 0, \\ 0 & \text{при } f \rightarrow \infty. \end{cases}$$

Общий уровень частотных искажений на нижней частоте находится как сумма

$$\hat{G}_\Sigma(f_n) = \hat{G}(f_n) + \hat{G}_э(f_n). \quad (5.58)$$

Пользуясь эквивалентной схемой на рис. 5.17, несложно определить переходные искажения, вносимые конденсатором $C_{6лэ}$. При этом будем исходить из того, что до подачи на вход ступенчатого напряжения конденсатор $C_{6лэ}$ не был заряжен, следовательно, напряжение на нем отсутствовало. В момент перепада напряжения он первое мгновение сохраняет это состояние и для проходящего через него тока (тока заряда) не оказывает заметного сопротивления, поэтому можно считать, что через резистор $R_э$ ток не проходит. Так как нас интересует поведение цепи при малом накоплении заряда, т. е. при небольшой неравномерности Δ (рис. 2.20,б),

то допустимо вообще исключить из схемы $h_{21э}R_э$ и получить цепь, в принципе не отличающуюся от изображенной на рис. 2.16,б, для которой $\Delta = t_n/\tau_1$, а в данном случае

$$\Delta_э = \frac{t_n}{(C_{блэ}/h_{21э})(R_Г + h_{11э})} = \frac{h_{21э}t_n}{C_{блэ}(R_Г + h_{11э})}. \quad (5.59)$$

Результирующая неравномерность

$$\Delta_\Sigma = \frac{t_n}{C_p(R_K + R_2)} + \frac{h_{21э}t_n}{C_{блэ}(R_Г + h_{11э})}. \quad (5.60)$$

Пример 1. Рассчитать параметры промежуточного резисторного каскада для верхних частот и малых времен при заданной частоте $f_в = 2$ МГц. Каскад выполнен на транзисторе КТ326Б, работающем в режиме $U_K = 5$ В и $I_K = 5$ мА, причем сопротивление источника сигнала $R_Г$ и общее от элементов связи и смещения в коллекторной цепи составляет 500 Ом каждое. Параметры транзисторов V' и V (рис. 5.12), отвечающие заданному режиму, таковы: $C_{б'э} = 50$ пФ, $C_K = 5$ пФ, $r'_{б'э} = 90$ Ом, $r_{б'э} = 680$ Ом, $h_{11э} = r'_{б'э} + r_{б'э} = 770$ Ом, $h_{21э} = 85$ и $S_i = 0,125$ См.

Предполагается, что сопротивление R_2 образовано из сопротивления цепи смещения (такой же, как $R_{б1}$, $R_{б2}$) и входного сопротивления последующего транзистора, равного также $h_{11э} = 770$ Ом. При параллельном соединении R_K и R_2 образуется сопротивление нагрузки

$$R_H = \frac{1}{(1/R_K + 1/R_{б1} + 1/R_{б2} + 1/h_{11э})} = \frac{500 \cdot 770}{500 + 770} = 303 \text{ Ом}.$$

Предварительно, определив $y_{21э} = h_{21э}/h_{11э} = 85/770 = 0,110$ См и используя (4.33), (4.12), (5.49), (2.18), (2.15), (5.48) и (5.50), находим

$$K = y_{21э}R_H = 0,110 \cdot 303 = 33,3,$$

$$C_0 = C_{б'э} + S_i R_H C_K = 50 + 0,125 \cdot 303 \cdot 5 = 239 \text{ пФ},$$

$$f_{в \sqrt{2}} = \frac{[R_Г + r'_{б'э} + r_{б'э}]}{2\pi C_0 (R_Г + r'_{б'э}) r_{б'э}} = \frac{(500 + 90 + 680)}{6,283 \cdot 239 \cdot 10^{-12} (500 + 90) 680} = 2,11 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 2,11 \text{ МГц},$$

$$\hat{G}_в = -10 \lg [1 + (f_{в}/f_{в \sqrt{2}})^2] = -10 \lg [1 + (2/2,11)^2] = -2,79 \text{ дБ},$$

$$\varphi_в = -\arctg (f_{в}/f_{в \sqrt{2}}) = -\arctg (2/2,11) = -43^\circ,$$

$$t_y = 0,35/f_{в \sqrt{2}} = 0,35/2,11 \cdot 10^6 = 0,167 \text{ мкс},$$

$$Q_S = K f_{в \sqrt{2}} = 33,3 \cdot 2,11 = 70,4 \text{ МГц}.$$

Пример 2. Рассчитать параметры резисторного каскада для нижних частот и больших времен при $f_H = 20$ Гц и $t_H = 0,5$ мс. Каскад выполнен на транзисторе КТ326Б с параметрами, приведенными в примере 1, при следующих параметрах схемы на рис. 5.12: $R_K = R_{б} = 1$ кОм ($R_{б1} = 6,2$ кОм, $R_{б2} = 1,2$ кОм), $R_э = 300$ Ом, $C'_p = 10$ мкФ, $C_{блэ} = 1000$ мкФ и

$$R_2 = \frac{R_{б} h_{11э}}{R_{б} + h_{11э}} = \frac{1000 \cdot 770}{1000 + 770} = 435 \text{ Ом}.$$

Сначала найдем частотные и переходные искажения, вносимые разделительным конденсатором, пользуясь выражениями (5.51), (5.52), (2.39), (2.40) и (2.62):

$$\tau_1 = C_p (R_K + R_2) = 10 \cdot 10^{-6} (1000 + 435) = 14,35 \cdot 10^{-3} \text{ с},$$

$$f_{p1} = f_n \sqrt{2} = 1/2\pi\tau_1 = 0,1592/14,35 \cdot 10^{-3} = 11,1 \text{ Гц},$$

$$\hat{G}_H = -10 \lg [1 + (f_{p1}/f_H)^2] = -10 \lg [1 + (11,1/20)^2] = -1,18 \text{ дБ},$$

$$\varphi_H = \arctg (f_{p1}/f_H) = \arctg (11,1/20) = 29^\circ,$$

$$\Delta = t_H/\tau_1 = 0,5/14,35 = 3,49 \cdot 10^{-2} = 3,49\%.$$

С помощью формул (5.54), (5.56), (5.55) и (5.57) при $f = f_H$:

$$f_{z\vartheta} = 1/2\pi C_{бл\vartheta} R_{\vartheta} = 0,1592/10 \cdot 10^{-6} \cdot 300 = 0,531 \text{ Гц},$$

$$F_{\vartheta} = \frac{1 + h_{21\vartheta} R_{\vartheta}}{R_{\Gamma} + h_{11\vartheta}} = \frac{1 + 85 \cdot 300}{500 + 770} = 21,1,$$

$$f_{p\vartheta} = F_{\vartheta} f_{z\vartheta} = 21,1 \cdot 0,531 = 11,2 \text{ Гц},$$

$$\hat{G}_{\vartheta H} = -10 \lg \frac{1 + (f_{p\vartheta}/f_H)^2}{1 + (f_{z\vartheta}/f_H)^2} = -10 \lg \frac{1 + (11,2/20)^2}{1 + (0,531/20)^2} = -1,18 \text{ дБ}.$$

Фазовые сдвиги, вносимые полюсом и нулем, противоположны по знаку; используя (2.40) и далее (5.60), находим

$$\varphi_{\vartheta H} = \arctg \left(\frac{f_{p\vartheta}}{f_H} \right) - \arctg \left(\frac{f_{z\vartheta}}{f_H} \right) = \arctg \left(\frac{11,2}{20} \right) - \arctg \left(\frac{0,531}{20} \right) = 27,7^\circ,$$

$$\Delta_{\vartheta} = \frac{h_{21\vartheta} t_H}{C_{бл\vartheta} (R_{\Gamma} + h_{11\vartheta})} = \frac{85 \cdot 0,5 \cdot 10^{-3}}{1000 \cdot 10^{-6} (500 + 770)} = 3,34 \cdot 10^{-2} = 3,34\%.$$

Суммарные искажения, вносимые конденсаторами C_p и $C_{бл\vartheta}$:

$$\hat{G}_{H\Sigma} = \hat{G}_H + \hat{G}_{\vartheta H} = -1,18 - 1,18 = -2,36 \text{ дБ};$$

$$\varphi_{H\Sigma} = \varphi_H + \varphi_{\vartheta H} = 29,0^\circ + 27,7^\circ = 56,7^\circ,$$

$$\Delta_{\Sigma} = \Delta + \Delta_{\vartheta} = 3,49 + 3,34 = 6,83\%.$$

5.2.2. РЕЗИСТОРНЫЕ КАСКАДЫ НА ПОЛЕВОМ ТРАНЗИСТОРЕ И ЭЛЕКТРОННОЙ ЛАМПЕ

Общая схема резисторных каскадов аналогична схеме каскада на биполярном транзисторе (на рис. 5.12). В качестве основного элемента связи между усилительными элементами используется резистор R_c (рис. 5.18) или R_a (рис. 4.53). В обеих схемах присутствуют разделительные конденсаторы C_p , резисторы R_3 , R_c , предназначенные для подачи напряжения смещения на затвор или сетку, а также элементы цепи питания $C_{блн}$, R_H или $C_{блк}$, R_K , а также C_{Φ} , R_{Φ} .

Работу каскадов на полевом транзисторе и электронной лампе целесообразно исследовать отдельно для областей средних, верхних и нижних частот.

В принципе АЧХ, ФЧХ и ПХ рассматриваемых каскадов имеют такой же вид, как и у каскада на биполярном транзисторе.

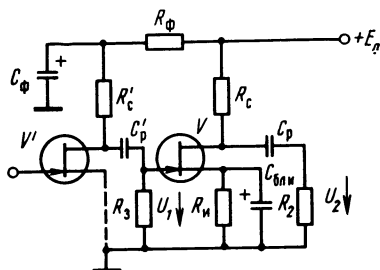


Рис. 5.18. Схема резисторного каскада на полевом транзисторе V

Коэффициент усиления в области средних частот равен произведению проводимости прямой передачи и сопротивления нагрузки:

$$K = U_2/U_1 = SR_n, \quad (5.61)$$

причем у каскада на полевом транзисторе

$$R_n = R_c R_2 / (R_c + R_2). \quad (5.62)$$

В области верхних частот и малых времен сказывается влияние межэлектронных и монтажной емкостей, образующих входную емкость $C_{вх}$, определяемую выражением (4.90). Если источник сигнала обладает собственной шунтирующей емкостью (в частности, выходной емкостью предшествующего транзистора), то она вводится в выражение (4.90) в качестве дополнительного слагаемого, образуя емкость C_0 , которая у каскада на полевом транзисторе

$$C_0 = (C_{22и} - C_{12и})v' + (C_{11и} + KC_{12и})v + C_m. \quad (5.63)$$

Частота $f_{в \sqrt{2}}$ и время установления [с. (2.49) и (2.58)] зависят от постоянной времени

$$\tau_2 = C_0 R_r \quad (5.64)$$

(причем у каскада на рис. 5.18 $R_r = R'_c R_3 / (R'_c + R_3)$, а при $R_3 \gg R'_c$, как обычно, $R_r \approx R'_c$):

$$f_{в \sqrt{2}} = 1/2\pi C_0 R_r. \quad (5.65)$$

Амплитудно-, фазочастотные и переходные характеристики, определяемые уравнениями (2.14), (2.15) и (2.57), представлены на рис. 2.4, 2.5 и 2.21.

Для того чтобы выразить площадь усиления через параметры усилительного элемента, перемножим равенства (4.88) и (4.93), заменив в последнем $C_{вх}$ на C_0 . При идентичности предшествующего и рассматриваемого каскадов R_r и R_n совпадают (если R_2 равно R_3 или R_c), и тогда

$$K f_{в \sqrt{2}} = \frac{S}{2\pi [C_{11и} + C_{22и} + (K - 1) C_{12и} + C_m]}. \quad (5.66)$$

Из (5.66) следует, что $K f_{в \sqrt{2}}$ возрастает при уменьшении K , достигая максимального значения

$$(K f_{в \sqrt{2}})_{\max} = \frac{S}{2\pi [C_{11и} + C_{22и} - C_{12и} + C_m]}. \quad (5.67)$$

Так, для полевого транзистора типа КП307Г $S = 8$ мСм, $C_{11и} = 5$ пФ $\approx C_{22и}$, $C_{12и} = 1,5$ пФ и при $C_m = 3$ пФ

$$(K f_{в \sqrt{2}})_{\max} = \frac{0,159 \cdot 8 \cdot 10^{-8}}{(5 + 5 - 1,5 + 3) 10^{-12}} \approx 110 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 110 \text{ МГц}.$$

В области нижних частот и больших времен, то здесь нет существенных различий по сравнению с каскадом на биполярном транзисторе. Так, выражение для постоянной времени вместо (5.51) имеют вид

$$\tau_1 = C_p (R_c + R_2).$$

Влияние блокировочного конденсатора в истоковой цепи описывается соотношениями, аналогичными (5.54) — (5.60),

$$f_{zi} = 1/2\pi C_{бл\ и} R_{и},$$

а при определении f_{pi} , f_{pi}/f_{zi} следует принять во внимание, что у полевого транзистора $h_{11э} = \infty$, $h_{21э} = \infty$, но $h_{21э}/h_{11э} = S$, т. е. проводимости прямой передачи (крутизне) полевого транзистора. Таким образом,

$$f_{pi} = \frac{(1 + SR_{и})}{2\pi C_{бл\ и} R_{и}}; \quad \frac{f_{pi}}{f_{zi}} (1 + SR_{и}) = F_{и},$$

а в равенствах (5.57) и (5.58) индекс «э» заменяется на «и» или «к» в зависимости от вида каскада, при этом $\Delta_z = St_{и}/C_{бл\ и}$. Согласно выражению (5.60)

$$\Delta_z = t_{и}/C_p (R_c + R_z) + St_{и} C_{бл\ и}.$$

5.3. КАСКАДЫ УСИЛЕНИЯ С КОРРЕКЦИЕЙ

При необходимости расширить полосу пропускания частот в каскады вводятся дополнительные корректирующие элементы. Под коррекцией понимают не только снижение искажений, но и получение новых форм, как, например, максимума АЧХ. Рассмотрим коррекцию АЧХ и ПХ.

В зависимости от частотной и временной области ее влияния коррекцию подразделяют на высокочастотную и низкочастотную. Введение высокочастотной коррекции позволяет не только образовать максимум у АЧХ, который может быть использован для компенсации частотных искажений, возникающих в других каскадах или других элементах тракта передачи, или для расширения полосы пропускания (увеличения $f_{в\ \sqrt{2}}$), но и для получения определенного выигрыша в площади усиления $Q_S = K f_{в\ \sqrt{2}}$. Низкочастотная коррекция способствует выравниванию АЧХ в области нижних частот (т. е. расширению полосы пропускания частот в сторону $f \rightarrow 0$) или позволяет пропускать такую же полосу частот, но при меньших значениях емкостей разделительных и блокировочных конденсаторов. С помощью низкочастотной коррекции оказывается возможным получение максимума АЧХ в области нижних частот.

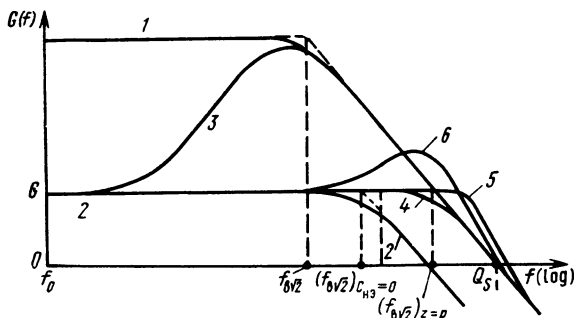
Кроме того, корректирующие элементы при необходимости используются для обеспечения устойчивости усилителей с глубокой ОС. Сама же обратная связь нередко используется для расширения полосы пропускания.

5.3.1. КАСКАДЫ С ВЫСОКОЧАСТОТНОЙ КОРРЕКЦИЕЙ

Эмиттерная коррекция. Каскад с эмиттерной коррекцией отличается от резисторного каскада (рис. 5.12) тем, что емкость конденсатора в эмиттерной цепи $C_{нэ}$ значительно меньше (порядка десятков пикофард), чем $C_{блэ}$. При небольшой емкости $C_{нэ}$ его влияние проявляется только в области верхних частот. В области

нижних и средних частот емкостное сопротивление $1/\omega C_{нэ}$ оказывается, как правило, значительно больше $R_{нэ}$, и существующая при этом ОС (последовательная по току) заметно снижает коэффициент усиления (рис. 5.19); по мере повышения частоты полное сопротивление цепи $R_{нэ} \parallel C_{нэ}$, равное $\sqrt{R_{нэ}^2/[1+(\omega C_{нэ} R_{нэ})^2]}$, становится меньше, а это сопровождается уменьшением глубины ОС,

Рис. 5.19. Амплитудно-частотные характеристики каскадов резисторного (1) и с эмиттерной коррекцией (2—6) при $R_r=0$



что в какой-то степени компенсирует снижение коэффициента усиления транзистора. Так, если $R_{нэ}=0$ (что эквивалентно шунтированию $R_{нэ}$ конденсатором $C_{нэ}$ с бесконечно большой емкостью), то АЧХ в области верхних частот (кривая 1) не будет отличаться от свойственной резисторному каскаду без коррекции (рис. 2.4, а и 5.13). При $C_{нэ}=0$ из-за ОС коэффициент усиления становится меньше, но форма АЧХ сохраняется при небольшом расширении полосы пропускания (кривая 2).

При неэкстремальном значении $0 < C_{нэ} < \infty$ и повышении частоты от нуля АЧХ представляет собой кривую 3, которая при малых значениях частоты совпадает с кривой 2 (так как $1/\omega C_{нэ}$ здесь очень велико, что равносильно приближению $C_{нэ}$ к нулю), а на весьма высокой частоте — с кривой 1 (поскольку при $\omega \rightarrow \infty$ $1/\omega C_{нэ} \rightarrow 0$ подобно тому, как если $C_{нэ} \rightarrow \infty$, что и было показано на рис. 5.16). При меньшей емкости $C_{нэ}$ участок АЧХ перехода линии 2 к линии 1 располагается правее. Уменьшая $C_{нэ}$, можно прийти до характеристики 4, которой согласно рис. 5.13 соответствует такая же площадь усиления Q_S , как у каскада с исходной кривой 1. А это означает, что с помощью эмиттерной коррекции при $Q_S = \text{const}$ можно расширять полосу пропускания частот, правда, снижая усиление.

Увеличив $C_{нэ}$ до $C_{нэ \text{ opt}}$, можно получить самую большую площадь усиления, сохранив форму АЧХ плоской (кривая 5), дальнейшее небольшое увеличение $C_{нэ}$ приводит к образованию максимума (кривая 6). Характеристика типа кривой 5 называется *максимально плоской*, или *оптимальной*. Выигрыш по площади усиления, получаемый за счет использования эмиттерной коррекции при $R_r=0$, составляет 1,45 ... 1,6 при отсчете $f_{в \sqrt{2}}$ как обычно, на уровне —3 дБ.

Следует обратить внимание на то, что здесь уровень отсчета номинального усиления (т. е. усиления в области средних частот) G относится к горизонтальному участку кривой 2 (в отличие от кривой 1 на рис. 5.16 ($C_{нэ} = \infty$)).

То, что кривые 5 и 6 вышли за пределы линии 1, объясняется изменением характера ОС, которая в данном участке частотного диапазона вследствие дополнительного фазового сдвига, вносимого цепочкой $C_{нэ}R_{нэ}$, становится положительной (см. на рис. 3.14,а). За счет последовательной (и частотно-зависимой ОС, на которой основана коррекция, происходит увеличение входного сопротивления и снижение входной емкости, что позволяет несколько уменьшить емкости разделительных и блокировочных конденсаторов, в первую очередь C'_p ; в ряде случаев можно отказаться от применения блокировочного конденсатора $C_{блэ}$ большой емкости, поскольку происходящее при этом снижение коэффициента усиления все равно необходимо для расширения полосы пропускания. Находящийся в эмиттерной цепи резистор $R_{нэ}$ повышает стабильность режима работы по постоянному току и способствует достижению лучшей стабильности усиления (если он не шунтирован конденсатором большой емкости).

Если сопротивление резистора $R_{нэ}$ как элемента высокочастотной коррекции оказывается недостаточным для получения требуемой стабильности режима, то в этом случае можно ввести дополнительный резистор R^* , (рис. 5.20,а), шунтированный блокировочным конденсатором $C_{блэ}$ большой емкости, или использовать наряду с эмиттером еще и коллекторную стабилизацию. Схемы на рис. 5.20,а и б потенциально эквивалентны, но первая проще в смысле рассмотрения протекающих в ней процессов и расчета, однако требуется применение блокировочного конденсатора $C_{блэ}$.

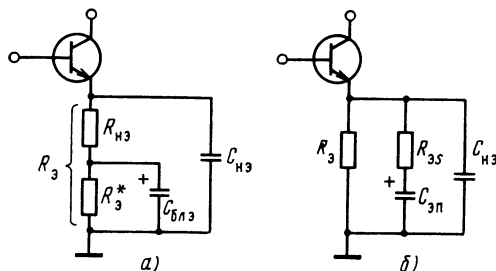


Рис. 5.20. Варианты схемы эмиттерной цепи в каскаде с эмиттерной коррекцией при повышенной стабилизации режима

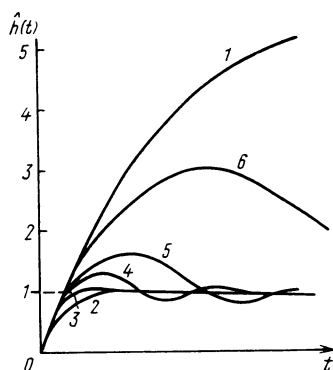


Рис. 5.21. Семейство нормированных переходных характеристик каскада с эмиттерной коррекцией при $R_r = 0$:

1) $C_{нэ} = \infty$; 2) $C_{нэ} = 0$; 3) критического режима; 4) $C_{нэ} = 300$ пФ; 5) $C_{нэ} = 1000$ пФ; 6) $C_{нэ} = 10\,000$ пФ

с емкостью, большей в $(1 + R_{\text{э}}^*/R_{\text{нэ}})^2$ раз $C_{\text{эп}}$, причем в схеме на рис. 5.20,б $R_{\text{нэ}} = R_{\text{э}}R_{\text{эс}}/(R_{\text{э}} + R_{\text{эс}})$.

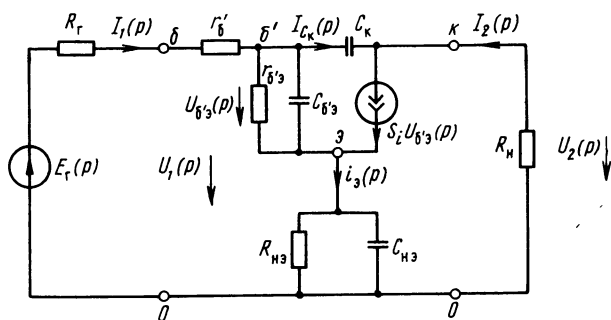
Перейдем теперь к рассмотрению переходных характеристик $\hat{n}(t) = u_2(t)/KU_1$ (рис. 5.21); при $C_{\text{нэ}} = \infty$ (кривая 1) ПХ, обычная для режима резисторного каскада (см. рис. 2.21), а при $C_{\text{нэ}} = 0$ сохраняется прежняя форма, но максимум $\hat{n}(t)$ ниже вследствие меньшего коэффициента усиления. При неэкстремальном значении емкости $C_{\text{нэ}}$ она не успевает приобрести сколько-нибудь заметный заряд и напряжение на конденсаторе $C_{\text{нэ}}$ близко к нулю, что эквивалентно $C_{\text{нэ}} = \infty$, при этом переменная $u_2(t)$ следует кривой 1. По мере накопления заряда ток через $C_{\text{нэ}}$ становится меньше, стремясь к нулю, а это не отличается от условий работы, когда $C_{\text{нэ}} = 0$. Поэтому окончание переходного процесса описывается кривой, сближающейся с кривой 2. При сравнительно небольшой емкости (кривая 3) переходный процесс протекает быстрее, чем при $C_{\text{нэ}} = 0$ или $C_{\text{э}} = \infty$, т. е. время установления t_y получается меньше; при несколько большем значении $C_{\text{нэ}}$ (300 пФ) появляется выброс (кривая 4), а само установление может оказаться колебательным. Последнее объясняется тем, что корни характеристического уравнения системы (второй степени) оказываются комплексными, т. е. эквивалентная добротность превышает 0,5. Эмиттерная коррекция наряду с возможностью снижения t_y позволяет получить выигрыш в отношении K/t_y , если $R_{\text{г}} = 0$.

Анализ эквивалентной схемы каскада с эмиттерной коррекцией (рис. 5.22) позволяет представить передаточную функцию в виде

$$K(p) = \frac{K(1 + ap)}{1 + mp + np^2}, \quad (5.68)$$

которая содержит нуль и два полюса, зависящие от вещественных параметров a , m и n .

Рис. 5.22. Эквивалентная схема каскада с эмиттерной коррекцией для верхних частот и малых времен



Возвращаясь к рис. 5.19, отметим, что кривая 4 соответствует равенству нуля и полюса, достигаемому при условии

$$m = a + n/a, \quad (5.69)$$

приводящему к функции

$$K(p) = \frac{K}{1 + np/a}, \quad (5.70)$$

где

$$K = \frac{h_{21\beta} R_H}{h_{11\beta} + h_{21\beta} R_{H\beta}} = \frac{S_i R_H}{1 + r'_\beta / r_{\beta'\beta} + S_i R_{H\beta}}. \quad (5.71)$$

Для общего случая, когда $R_r \neq 0$,

$$\begin{aligned} a &= C_{H\beta} R_{H\beta}; \\ m &= \frac{(R_r + r'_\beta)(C_0 + S_i R_{H\beta} C_K) + R_{H\beta}(C_{\beta'\beta} + \lambda C_{H\beta})}{\lambda + S_i R_{H\beta}}; \\ n &= \frac{(R_r + r'_\beta) C_0 C_{H\beta} R_{H\beta}}{\lambda + S_i R_{H\beta}}, \end{aligned} \quad (5.72)$$

где $\lambda = 1 + (R_r + r'_\beta) / r_{\beta'\beta}$; $C_0 = C_{\beta'\beta} + S_i R_H C_K$.

Коэффициент при $R_r = 0$ и $p = j\omega$

$$\frac{n}{a} = \frac{C_0 r'_\beta}{1 + r'_\beta / r_{\beta'\beta} + S_i R_{H\beta}} \quad (5.73)$$

в (5.70), как вытекает из (2.8), (2.12) и (2.13), определяет частоту полюса, равную частоте $f_{\beta\sqrt{2}}$,

$$(f_{\beta\sqrt{2}})_{z=p} = \frac{a}{2\pi n} = \frac{1 + r'_\beta / r_{\beta'\beta} + S_i R_{H\beta}}{2\pi C_0 r'_\beta}. \quad (5.74)$$

Перемножая правые части (5.71) и (5.74), находим площадь усиления для $R_r = 0$

$$Q_S = K(f_{\beta\sqrt{2}})_{z=p} = S_i R_H / 2\pi C_0 r'_\beta, \quad (5.75)$$

которая согласно (5.50) получается такой же, как у резисторного каскада без коррекции.

Для каскада, возбуждаемого от реального источника сигнала с $R_r \neq 0$; соблюдая условие $m = a + n/a$, находим при $z = p$

$$f_{\beta\sqrt{2}} = \frac{1 + (R_r + r'_\beta) / r_{\beta'\beta} + S_i R_{H\beta}}{2\pi C_0 (R_r + r'_\beta)}. \quad (5.76)$$

Используя (5.71) и (5.76), найдем площадь усиления Q_S , которая оказывается меньше, чем резисторного каскада без коррекции (рис. 5.23).

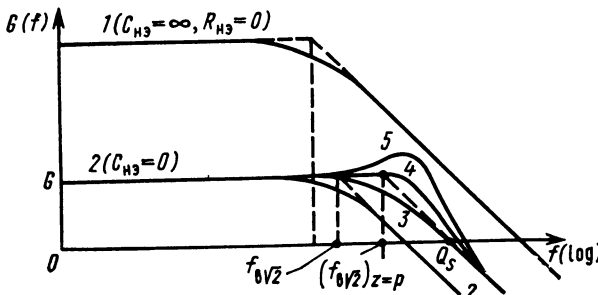


Рис. 5.23. Амплитудно-частотные характеристики каскадов резисторного (1) и с эмиттерной коррекцией (2—5) при $R_r \neq 0$

Вследствие меньшей площади Q_S у каскада с коррекцией (при $R_r \neq 0$) максимально плоская АЧХ (кривая 4) и АЧХ при $C_{нэ} > C_{нэ \text{ опт}}$ (кривая 5), при которой образуется максимум, не обязательно пересекают линию 1.

Режим совпадения полюса с нулем представляет интерес для широкополосных устройств с глубокой ОС, так как благодаря эмиттерной коррекции удается заметно увеличить частоту единственного полюса. Требуемая для реализации условия (5.69) емкость корректирующего конденсатора равна

$$(C_{нэ})_{z=p} = [C_{\sigma'э} + S_i (R_r + r'_e) C_R] / S_i R_{нэ}. \quad (5.77)$$

Что касается получения максимально плоской АЧХ, то оно согласно критерию Г. В. Брауде [11] достигается приравниванием коэффициентов при ω^2 , ω^4 , ... у многочленов, содержащихся в числителе и знаменателе (квадрата) модуля коэффициента передачи

$$K(\omega) = K \sqrt{\frac{1 + a^2 \omega^2}{1 + (m^2 - 2n) \omega^2 + n^2 \omega^4}}. \quad (5.78)$$

В данном случае удастся получить одинаковые коэффициенты только при ω^2 :

$$a^2 = m^2 - 2n, \quad (5.79)$$

что и является условием образования максимально плоской АЧХ, при которой $C_{нэ} = C_{нэ \text{ опт}}$.

При максимально плоской АЧХ эквивалентная добротность двухполюсной (аналогично LRC -контуре) системы $Q = \sqrt{n/m} > 0,5$, что сопровождается образованием выбросов (рис. 2.20,а и 5.21), которые отсутствуют, если емкость $C_{нэ}$ не превышает критического значения $C_{нэ \text{ кр}}$. Выигрыш по отношению K/t_y благодаря коррекции возрастает с увеличением $C_{нэ}$, однако с ростом $C_{нэ} > C_{нэ \text{ кр}}$ выброс δ становится больше.

У N -каскадного усилителя выброс зависит от числа каскадов, при условии, что $\delta \neq \delta_{\text{кр}}$ — критическому значению, которое близко к 1 %. Если у одиночного каскада $\delta > \delta_{\text{кр}}$, то результирующий выброс растет с увеличением N и убывает при $\delta < \delta_{\text{кр}}$.

Графики переходных функций $h(t)$ для различных значений нормированных параметров

$$\hat{a} = a/\sqrt{n}, \quad \hat{m} = m/\sqrt{n} \quad (5.80)$$

позволяют определить не только выброс (рис. 5.24), но и нормированное время установления \hat{t}_y (рис. 5.25), через которое выражается физическая величина этого показателя

$$t_y = \hat{t}_y \sqrt{n}. \quad (5.81)$$

Пример 3. Определить емкость корректирующего конденсатора промежуточного каскада с эмиттерной коррекцией, соответствующую условиям: равенства частот нуля и полюса (5.69), максимально плоской АЧХ, критическому и колебательному при $\delta = 1\%$ режимам с определением во всех этих вариантах, а также при $C_{нэ} = 0$ и $C_{нэ} = \infty$ ($R_{нэ} = 0$) коэффициента усиления, времени установления, частоты $f_{\text{в}} \sqrt{2}$, площади усиления, частот нуля и полюсов. До-

полнительно следует найти емкость конденсатора $C_{нэ}$ при заданном максимуме нормированной АЧХ $R_{\max}=2$ (6 дБ) с определением частоты максимума f_m при следующих исходных данных: транзистор типа КТ326Б с параметрами и сопротивлениями R_r и R_n , приведенными в примерах 1 и 2 при $R_{нэ}=100$ Ом.

Все данные, относящиеся к значению $C_{нэ}=\infty$ ($R_{нэ}=0$), берем из примера 1 и заносим их в табл. 5.1.

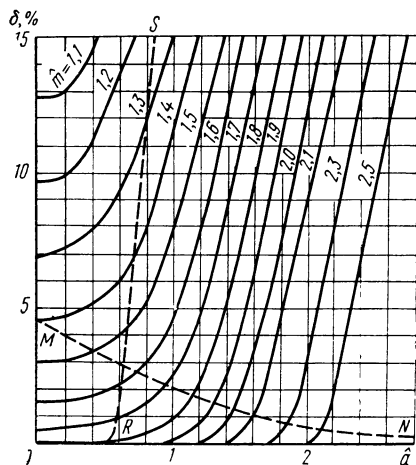


Рис. 5.24. Зависимость выброса δ от параметров a и m

Линия MN относится к максимально плоской АЧХ, а RS — к каскаду с индуктивной коррекцией

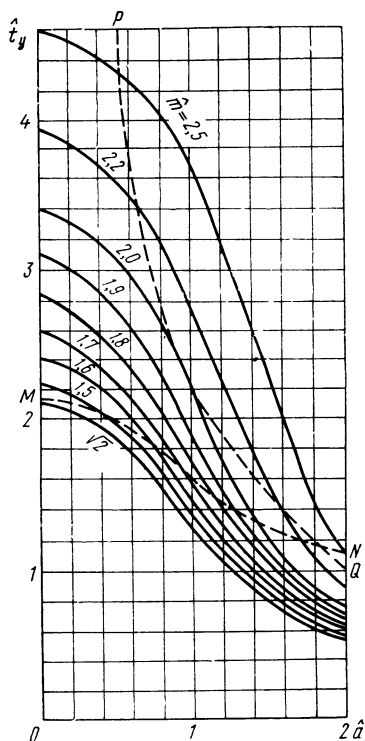


Рис. 5.25. Зависимость нормированного времени установления t_y от параметров a и m

Линия MN относится к максимально плоской АЧХ, PQ — удовлетворяет равенству (5.69)

Таблица 5.1

Расчетные показатели промежуточного каскада с эмиттерной коррекцией

$C_{нэ}, \mu\Phi$	$a, \text{нс}$	$m, \text{нс}$	$n, (\text{нс})^2$	a	m	$\delta, \%$	t_y	t_y	$f_{в\sqrt{2}}, \text{МГц}$	$f_{pэ1}, \text{МГц}$	$f_{pэ2}, \text{МГц}$	$f_{э3}, \text{МГц}$	$Kf_{в\sqrt{2}}, \text{МГц}$
0	—	17,4	—	—	—	0	—	38	9,2	9,2	—	—	40
33,5	3,35	17,6	4,8	0,484	2,55	0	4,5	31,2	11,2	11,2	47,5	47,5	49
57,0	5,70	17,94	81	0,631	2,0	0	2,8	25,2	13,8	17,6	17,6	27,9	60,2
77	7,7	18,2	109	0,74	1,75	1	2,06	21,7	16,1	—	—	20,7	70,2
90,6	9,06	18,38	129	0,8	1,62	2,8	1,1	20,7	16,9	—	—	17,5	73,6
360	36	19,9	513	1,58	0,88	15	0,7	16	22	—	—	4,43	—
8	—	—	—	—	—	0	—	240	1,45	1,45	—	—	76

Рассчитываемый каскад является промежуточным, т. е. его транзистор нагружен на следующие сопротивления: элемента связи $R_K=1$ кОм, цепи смещения $R_6=1$ кОм — и входное сопротивление последующего транзистора (не показанного на рис. 5.12) $R_{вх}=h_{11э}+h_{21э}R_{нэ}=770+85\cdot 100=9270$ Ом, т. е.

$$R_H = \frac{1}{1/R_K + 1/R_6 + 1/R_{вх}} = \frac{1}{1/1 + 1/1 + 1/9,27} = 0,476 \text{ кОм.}$$

Далее для расчета C_0 , λ , σ и K используем выражения (4.12), (5.72) и (5.71), имея в виду, что $g_{6,э}=1/r_{6,э}=1/680=0,00147$ См:

$$C_0 = C_{6,э} + S_i R_H C_K = 50 + 0,125 \cdot 476 \cdot 5 = 347 \text{ пФ;}$$

$$\lambda = 1 + g_{6,э}(R_H + r'_{6}) = 1 + 0,00147(500 + 90) = 1,869;$$

$$\sigma = \frac{R_{нэ} [C_{6,э}/(R_H + r'_{6}) + S_i C_K]}{C_0} = \frac{100 [50/(500 + 90) + 0,125 \cdot 5]}{347} = 0,205;$$

$$K = \frac{S_i R_H}{1 + g_{6,э} r'_{6} + S_i R_{нэ}} = \frac{0,125 \cdot 476}{1 + 0,00147 \cdot 90 + 0,125 \cdot 100} = 4,36.$$

Емкости корректирующего конденсатора, отвечающие поставленным условиям и рассчитанные с помощью формул (5.77) и

$$C_{нэ \text{ opt}} = \frac{C_0 (R_H + r'_{6}) \{ -(S_i R_{нэ} - \lambda \sigma) + \sqrt{(S_i R_{нэ} - \lambda \sigma)^2 + S_i R_{нэ} (S_i R_{нэ} + \rightarrow - \rightarrow + 2\lambda) (1 + \sigma)^2} \}}{S_i R_{нэ}^2 (S_i R_{нэ} + 2\lambda)}$$

$$C_{нэ \text{ кр}} = \frac{C_0 (R_H + r'_{6}) \{ 2S_i R_{нэ} + \lambda (1 - \sigma) \pm \sqrt{[2S_i R_{нэ} + \lambda (1 - \sigma)]^2 - \rightarrow - \rightarrow - \lambda^2 (1 + \sigma)^2} \}}{\lambda^2 R_{нэ}}$$

оказываются равными $C_{нэ} = (C_{нэ})_{z=p} = 33,5$ пФ, $C_{нэ \text{ opt}} = 90,6$ пФ, $C_{нэ \text{ кр}} = 57$ пФ,

а также отвечающие им параметры a , m , n , \hat{a} , \hat{m} [(5.72) и (5.80)] заносим в табл. 5.1. Между параметрами a , m , n (или \hat{a} , \hat{m}), относящимися к $C_{нэ \text{ opt}}$, должно соблюдаться условие (5.79), для $C_{нэ \text{ кр}}$ — равенство $\hat{m}=2$.

По найденным величинам \hat{a} и \hat{m} с помощью кривых на рис. 5.24 и 5.25 определяется выброс δ и нормированное время установления t_y . Физическое значение времени установления находится по выражению (5.81).

Частота $f_{\sqrt{2}}$ (одновременно и частота полюса) и время установления, соответствующие $C_{нэ} = (C_{нэ})_{z=p}$, определяются по формулам (5.76) и (5.48), а при $C_{нэ}=0$ (чему соответствует $a=0$, $n=0$) из (5.68) получаем

$$f_{\sqrt{2}} C_{нэ}=0 = \frac{1 + g_{6,э} (R_H + r'_{6}) + S_i R_{нэ}}{2\pi [(C_0 + S_i R_{нэ} C_K) (R_H + r'_{6}) + C_{6,э} R_{нэ}]}$$

В остальных случаях равенство (5.48) позволяет найти $f_{\sqrt{2}}$ по известному t_y . Частоты полюсов при $0 < C_{нэ} \leq C_{нэ \text{ кр}}$, когда $Q < 0,5\hat{m} > 2$, находятся через корни характеристического уравнения

$$f_{p1,2} = \frac{0,5\hat{m} \pm \sqrt{0,25(\hat{m})^2 - 1}}{2\pi \sqrt{n}}. \quad (5.82)$$

Частота нуля обратно пропорциональна параметру a , т. е. $f_{z0} = 1/2\pi a$.

Для достижения $\delta=1\%$ практически достаточно взять емкость корректирующего конденсатора примерно на 15% меньше $C_{нэ \text{ кр}}$, в данном случае около 77 пФ.

С целью получения максимума АЧХ с $K_{\max}=2$ емкость $C_{нз}$ должна заметно превышать $C_{нз \text{ опт}}=49,8$ пФ. Подбирая значения a , m , n , \hat{a} , \hat{m} и далее частоты максимума и нормированного значения коэффициента усиления

$$f_M = \frac{\sqrt{-1 + \sqrt{1 + (\hat{a})^2 [(\hat{a})^2 - (\hat{m})^2 + 2]}}}{2\pi a}; \quad (5.83)$$

$$\hat{K}_{\max} = \frac{\hat{a}}{\sqrt{(\hat{m})^2 - 2 + 2n(2\pi f_M)^2}}, \quad (5.84)$$

узнаем, что подходящим является $C_{нз}=360$ пФ, при которой $f_M=6,6$ МГц и $\delta>15\%$.

Истоковая коррекция. Известное применение находит высокочастотная коррекция, аналогичная эмиттерной, используемая в каскаде на полевом транзисторе.

Вследствие однотипности эквивалентных схем биполярного и полевого транзистора результаты анализа эмиттерной коррекции можно распространить и на истоковую коррекцию при условии, что выходная емкость $C_{22и}$ заметно меньше входной $C_{вх}$ [см. (4.95)], а сопротивление нагрузки R_n в несколько раз меньше внутреннего сопротивления $r_{си}$, что позволит принять $C_{22и} \approx 0$ и $1/r_{си} \approx 0$. Кроме того, можно пренебречь активной составляющей входной проводимости ($1/r_{зи} \approx 0$) и тогда удастся выражения (5.72) заметно упростить, представив их в таком виде:

$$\begin{aligned} a &= C_{ни} R_{ни}; \\ m &= \frac{R_{г}(C_{вх} + SR_{ни}C_{12и}) + R_{ни}(C_{11и} - C_{12и} + C_m + C_{ни})}{1 + SR_{ни}}; \\ n &= \frac{R_{г}C_{вх}R_{ни}C_{ни}}{1 + SR_{ни}}. \end{aligned}$$

Соответственно короче становятся и выражения для трех характеристических значений емкости корректирующего конденсатора [8].

Индуктивная коррекция. Реализуется с помощью катушек индуктивности, наиболее часто используется в выходных каскадах на биполярных и полевых транзисторах, работающих на нагрузку, содержащую емкость.

Действие индуктивной коррекции (рис. 5.26) основано на том, что за счет индуктивного характера проводимости участка цепи $R_c + j\omega L$ частично компенсируется вредное влияние проводимости

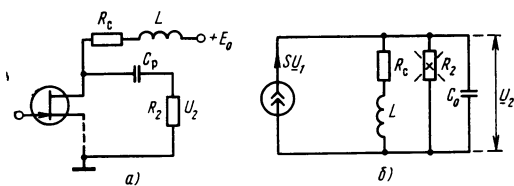


Рис. 5.26. Электрические схемы каскада с высокочастотной индуктивной коррекцией

шунтирующей емкости $j\omega C_0$, т. е. полное сопротивление контура LR_cC_0 на некоторой относительно высокой частоте можно получить больше, чем разветвления R_c и C_0 . Влияние индуктивности L будет заметно, если практически не сказывается шунтирующее действие сопротивления R_2 , т. е. когда $R_2 \gg R_c$. В этом случае мож-

но пренебречь проводимостью $1/R_2$ и представить передаточную функцию (5.68), где $K=SR_c$;

$$a=L/R_c; \quad m=C_0 R_c; \quad n=LC_0. \quad (5.85)$$

Параметром, от которого зависят АЧХ и ПХ каскада, является коэффициент коррекции

$$k=L/C_0 R_c^2, \quad (5.86)$$

представляющий собой квадрат добротности контура.

Введя нормированную частоту $x=2\pi f_0 C_0 R_c$, равную отношению частоты к частоте $f_{\text{в}}/\sqrt{2}$, найденной при $L=0$ ($f_{\text{в}}/\sqrt{2}=1/2\pi C_0 R_c$), выражение (5.68) приведем к виду

$$\hat{K}(jx) = \frac{K(jx)}{K} = \frac{1+jkx}{1+jkx+k(jx)^2}. \quad (5.87)$$

Из (5.87) находим модуль нормированного коэффициента усиления

$$K(x) = \frac{K(x)}{K} = \sqrt{\frac{1+k^2 x^2}{1+(1-2k)x^2+k^2 x^4}}.$$

При $k^2 > 1-k$, где $k > -1 + \sqrt{2} = 0,414$, образуется максимум АЧХ, координаты которого определяются выражениями (5.80), (5.83), (5.84) и (5.86). Несложно установить, что у рассматриваемого каскада $\hat{m}=1/\hat{a}$. При $k=0,414$ соблюдается условие Г. В. Брауде получения максимально плоской АЧХ (5.79). Семейство АЧХ каскада представлено на рис. 5.27. Выигрыш, получаемый по площади усиления, зависит от уровня отсчета граничной частоты; так,

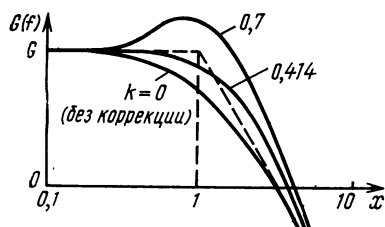


Рис. 5.27. Семейство АЧХ каскада с индуктивной коррекцией

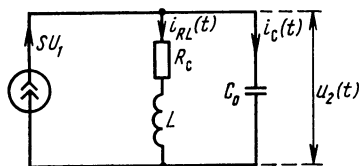


Рис. 5.28. Эквивалентная схема каскада с индуктивной коррекцией для малых времен

при $k=0,414$ и $R_{\text{в}}=0,707$ ($G_{\text{в}}=-3$ дБ) он составляет 1,72 и при $R_{\text{в}}=0,89$ ($G_{\text{в}}=-1$ дБ) достигает 2,3. Максимум, образующийся при $k>0,414$, может быть использован для уменьшения частотных искажений, возникающих в других каскадах, т. е. для осуществления взаимной коррекции. Найдем форму переходной характеристики с помощью эквивалентной схемы на рис. 5.28. Предположим, что $R_c=\infty$; при скачкообразном возникновении постоянного тока $I=SU_1=\text{const}$, вызванного ступенчатым входным напряжением

$u_1(t) = U_1 \cdot 1(t)$, начнется заряд емкости C_0 , выходное напряжение будет возрастать пропорционально времени: $u_2(t) = q(t)/C_0 = SU_1 t/C_0$, что и показано на рис. 5.29. Если $R_c \neq \infty$ и $L=0$, то при появлении на емкости C_0 напряжения $u_2(t)$ часть тока I будет проходить через сопротивление R_c , заряд емкости замедлится, напряжение $u_2(t)$ будет стремиться к пределу $SU_1 R_c$, т. е. к KU_1 .

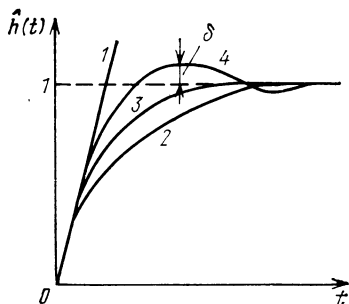


Рис. 5.29. Семейство нормированных переходных характеристик каскада с индуктивной коррекцией:

- 1) $1/R_c = 0$, $L=0$; 2) $1/R_c \neq 0$, $L=0$, $k=0$; 3) $1/R_c \neq 0$, $k=0,25$; 4) $1/R_c \neq 0$, $k>0,25$

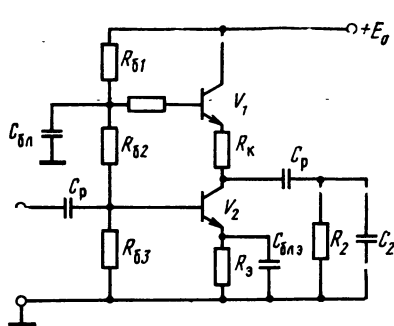


Рис. 5.30. Схема каскада с индуктивной коррекцией в интегральном исполнении

В цепи с катушкой индуктивности возникающая ЭДС самоиндукции оказывает противодействие возрастающему току в ветви $R_c L$, что способствует уменьшению тока $i_{RL}(t)$ и увеличению тока, заряжающего емкость C_0 ; $i_C(t) = I - i_{RL}(t)$, а это приводит, в конечном счете, к уменьшению времени установления. При $Q>0,5$, т. е. $k>0,25$, переходный процесс в контуре становится колебательным, возникают выбросы, что подтверждается $\hat{m}<2$ и (5.86). Индуктивная коррекция позволяет получить выигрыш и по K/t_y . Так, при $k=0,25$ выигрыш составляет 1,36, $\delta=0$, при $k=0,35$ — 1,68 и $\delta=1\%$ (критическое значение), а при $k=0,414$ — 1,82, $\delta=3\%$.

Если число каскадов невелико (один или два), коэффициент коррекции целесообразно выбрать равным 0,414, получая одновременно максимально плоскую АЧХ. В случае большего числа каскадов принимают $k=0,35$, что отвечает режиму критического выброса.

Графики на рис. 5.24 и 5.25 применимы к рассмотренному каскаду с помощью выражений (5.80), (5.85).

В заключение рассмотрим схему каскада с индуктивной коррекцией (рис. 5.30), у которой роль катушки индуктивности играет каскад с ОБ на транзисторе V_1 , поскольку он обладает входным сопротивлением индуктивного характера [11], а R_k — роль резистора R_c на рис. 5.26,а. Конденсаторы $C_{бл3}$ и $C_{бл}$ при большой емкости навесные. Естественно, что лучшие результаты от данного вида высокочастотной коррекции достигаются при $R_2 > R_k$.

При необходимости получения высокого выходного напряжения при полосе частот порядка десятков мегагерц или необходимости пропускать сверхширокую полосу частот — до сотен мегагерц — используются усилители с распределенным усилением (УРУ), каскады которых содержат по несколько усилительных элементов. УРУ находят применение во многих радиоэлектронных и радиотехнических устройствах.

В радиопередатчиках (включая коротковолновые) они используются в качестве мощных широкополосных усилителей, в отличие от резонансных или полосовых не требующих перестройки при переходе от одной (несущей) частоты к другой, что существенно облегчает и ускоряет выполнение такой операции.

При дальнем приеме телевизионных сигналов, а также в высотных многоквартирных домах находят применение широкополосные антенные усилители (ШАУ) с полосой, охватывающей все 12 каналов, доходящей до 230 МГц. УРУ весьма перспективны и для установок проводного (кабельного) телевидения и связи по стекловолоконному кабелю. Наконец, их можно встретить в широкополосных осциллографах, в которых в свое время они впервые были использованы.

Простое параллельное соединение n элементов увеличивает в n раз общую крутизну, однако при этом приблизительно в n раз увеличивается шунтирующая емкость, в результате отношение S к S_0 , которому пропорциональны $Kf_{\text{н}} \sqrt{2}$ и K/t_y , не изменяется. Однако при разделении, например, ламп с помощью звеньев искусственных анодной и сеточной линий (рис. 5.31), работающих в ре-

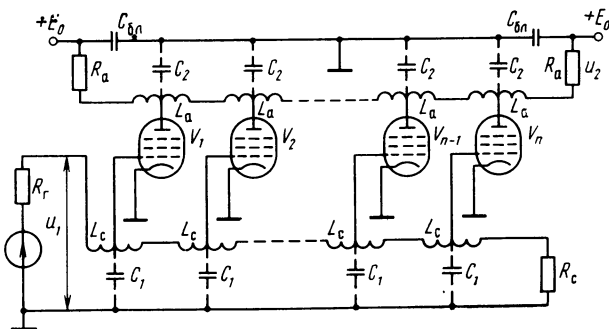


Рис. 5.31. Схема лампового каскада с распределенным усилением

жиме бегущей волны, удастся крутизну и общий анодный ток (и амплитуду тока) получить большими в n раз без умножения емкости.

Для установления режима бегущей волны характеристические сопротивления звеньев искусственной линии берутся равными нагрузочным сопротивлениям

$$Z_{c\kappa} = \sqrt{L_0/C_1} = R_c; \quad Z_{ca} = \sqrt{L_a/C_2} = R_a,$$

где C_1 и C_2 — составляющие шунтирующей емкости C_0 .

Для получения одинаковой скорости распространения волн в обеих линиях произведения $L_c C_1$ и $L_a C_2$ должны быть равны.

Принцип действия рассматриваемого многолампового каскада заключается в том, что входное напряжение $u_1(t) = U_1 \cdot 1(t)$, попадающее на сетку лампы V_1 , одновременно вызывает изменение ее анодного тока на величину SU_1 . Так как скорости распространения бегущих волн по обеим линиям одинаковы, то к моменту прихода на сетку лампы V_2 волны напряжения, к ее аноду придет волна тока от первой лампы, которая сложится с изменением анодного тока лампы V_2 , и т. д. После прохождения n ламп создается выходной ток, в n раз превышающий изменение тока одной лампы без увеличения шунтирующей емкости.

Коэффициент усиления в области средних частот зависит от числа ламп в каскаде: $K = nSR_a/2$. При полосе пропускания 200 ... 300 МГц и выше удается получить усиление порядка 10 дБ ($K=3,16$); в то же время от каскада с распределенным усилением значительно легче получить и высокое выходное напряжение.

При выполнении каскада с распределенным усилением на транзисторах (рис. 5.32) возникают дополнительные трудности, ибо входное сопротивление транзистора может оказаться одного порядка с характеристическими сопротивлениями искусственных ли-

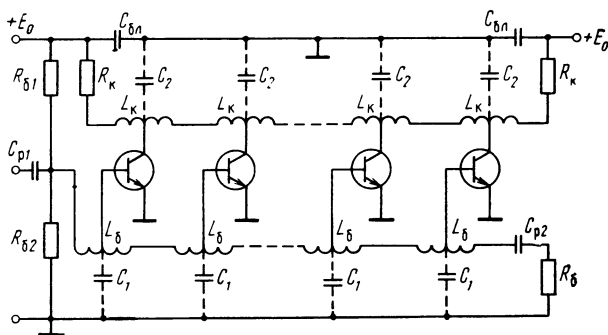


Рис. 5.32. Схема транзисторного каскада с распределенным усилением

ний. С целью увеличения входного сопротивления нередко используются эмиттерные повторители, располагаемые перед каждым транзистором, включенным по схеме с ОЭ или ОБ, т. е. по сути дела составные транзисторы, иногда и более сложные, чем ОК—ОЭ или ОК—ОБ, например вида ОК—ОК—ОБ, позволяющие получить полосу пропускания до $(0,5 \dots 0,6)f_{гр}$ и выше, а также полевые транзисторы.

Как уже отмечалось, фильтр в цепи питания $C_\Phi R_\Phi$ (§ 4.11) может быть использован для осуществления низкочастотной коррекции, с помощью которой можно уменьшить частоту $f_{н\sqrt{2}}$ при $C_p = \text{const}$ и $C_{бл\text{э}} = \text{const}$ или получить максимум (рис. 5.33), позволяющий снизить частотные искажения, возникающие в других звеньях тракта передачи сигнала.

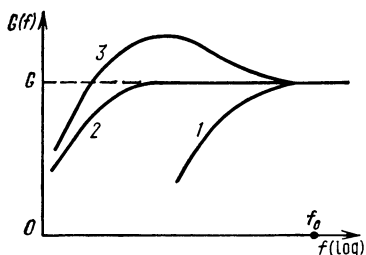


Рис. 5.33. Амплитудно-частотные характеристики каскадов резисторного (1) и с низкочастотной коррекцией (2, 3)

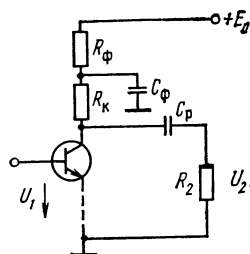


Рис. 5.34. Упрощенная схема каскада с низкочастотной коррекцией

Полагая, что у каскада на последующем транзисторе, не показанном на рис. 5.34, $C_{бл\text{э}} = 0$ или $C_{бл\text{э}} = \infty$ (т. е. $R_3 = 0$), сопротивление цепи, расположенной правее C_p , по-прежнему обозначим через R_2 . Тогда при $C_\Phi = \infty$ (физически при $R_\Phi = 0$) коэффициент усиления в области средних частот

$$K_1 = y_{21\text{э}} R_K R_2 / (R_K + R_2), \quad (5.88)$$

а при $C_\Phi = 0$ ($R_\Phi \neq 0$) он окажется больше:

$$K_2 = y_{21\text{э}} (R_K + R_\Phi) R_2 / (R_K + R_\Phi + R_2). \quad (5.89)$$

В этих условиях

при $C_\Phi = \infty$

$$f_{1н\sqrt{2}} = 1/2\pi C_p (R_K + R_2); \quad (5.90)$$

при $C_\Phi = 0$

$$f_{2н\sqrt{2}} = 1/2\pi C_p (R_K + R_\Phi + R_2). \quad (5.91)$$

АЧХ для крайних значений C_Φ изображены на рис. 5.35. При каком-либо промежуточном значении C_Φ (например, 0,1 мкФ) в области больших частот $1/\omega C_\Phi$ окажется малой, условно близкой к нулю, и усиление будет почти таким же, как и при $\omega C_\Phi = \infty$, а при уменьшении частоты $1/\omega C_\Phi \rightarrow \infty$ (т. е. $\omega C_\Phi \rightarrow 0$) предельный результат совпадает с тем, который получается при $C_\Phi = 0$. При уменьшении C_Φ средняя часть АЧХ, соединяющая линии 1 и 2, смещается вправо, а при увеличении — влево, причем максимум начинает снижаться и при некотором достаточно большом значении C_Φ исчезает.

Из рис. 5.35 видно, что при низкочастотной коррекции и $C_p = \text{const}$ можно получить меньшую частоту, например для линии 3, равную $f_{3H\sqrt{2}}$, к определению которой мы и приступим.

На участке асимптоты от A до B усиление падает с крутизной 6 дБ/окт, т. е. коэффициент усиления изменяется пропорционально частоте, следовательно,

$$f_{3H\sqrt{2}}/f_{2H\sqrt{2}} = K_1/K_2. \quad (5.92)$$

Используя (5.88) — (5.92), получаем

$$f_{3H\sqrt{2}} = R_H/2\pi C_p (R_K + R_2) (R_K + R_\Phi).$$

Выигрыш по уменьшению частоты равен

$$f_{1H\sqrt{2}}/f_{3H\sqrt{2}} = 1 + R_\Phi/R_K. \quad (5.93)$$

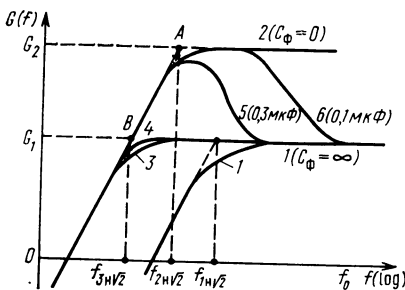


Рис. 5.35. Амплитудно-частотные характеристики каскадов резисторного (1) и с низкочастотной коррекцией (2—6) в области нижних частот при $C_p = \text{const}$

Можно реализовать и немного больший выигрыш при максимально плоской (в смысле Г. В. Брауде) АЧХ, получающейся при несколько меньшей емкости C_Φ (линия 4), определяемой из условия [4]

$$C_{\Phi \text{ opt}} = \frac{C_p (R_K + R_2)}{R_\Phi} \left[\sqrt{\left(\frac{R_\Phi}{R_K} \right)^2 + \frac{2R_\Phi R_2}{R_K (R_K + R_2)}} - \frac{R_\Phi}{R_K + R_2} \right], \quad (5.94)$$

в то время как для получения кривой 3 требуется, чтобы $C_\Phi = C_p R_2 (R_K + R_\Phi) / R_K R_\Phi$.

Выигрыш, получаемый за счет применения низкочастотной коррекции, уменьшение емкостей разделительного и блокировочного в эмиттерной цепи конденсаторов можно реализовать, если проводить сравнение на основе $f_{H\sqrt{2}} = \text{const}$.

Переходный процесс у каскада с низкочастотной коррекцией сравнительно сложен из-за высокой степени характеристического уравнения. С физической точки зрения дело обстоит так. Если $C_\Phi = \infty$, то ПХ получается такой же, как у некорректированного резисторного каскада (рис. 5.36). При $C_\Phi = 0$ характер неравномерности вершины импульса сохраняется, а относительная его скорость несколько меньше, так как $f_{H\sqrt{2}} < f_{1H\sqrt{2}}$, т. е. постоянная времени больше. При конечном значении емкости (например, $C_\Phi = 0,68 \text{ мкФ}$) в момент скачка ($t = 0 + dt$) C_Φ еще не изменяет свое-

го состояния (заряда), т. е. напряжение на нем сохраняется постоянным, а это равносильно тому, что $C_{\Phi} = \infty$. В конечной фазе переходного процесса заряд (перезаряд) C_{Φ} близится к завершению и ток заряда стремится к нулю, что эквивалентно приближению к нулю самой емкости C_{Φ} . Это означает, что ПХ в последней стадии процесса приближается к кривой для $C_{\Phi} = 0$. Критическое значение C_{Φ} , при превышении которого исчезает максимум ПХ, находится из условия $C_{\Phi \text{ кр}} = C_p R_2 / R_k$.

Сопоставление ПХ на рис. 5.36 показывает, что при $C_p = \text{const}$ и $t_n = \text{const}$ низкочастотная коррекция позволяет уменьшить неравномерность вершины импульса (рис. 2.23). А если исходить из определенного значения $\Delta = \text{const}$, то выигрыш из-за коррекции реализуется в возможности выбора меньшей емкости C_p (и $C_{\text{блз}}$).

Практически у каскада с резистором R_{Φ} в качестве элемента фильтра выигрыш по емкости C_p (и $C_{\text{блз}}$) согласно (5.93), равный $1 + R_{\Phi} / R_k$, очень большим получить не удастся, так как с увеличением R_{Φ} приходится повышать напряжение питания. Практически этот выигрыш затруднительно получить свыше 10 ... 15.

Возможность уменьшения емкости разделительного конденсатора весьма важна по ряду соображений. Во-первых, у конденсатора большой емкости сопротивление изоляции (утечки), зависящее к тому же от температуры, мало, а это сказывается на отклонении от заданного режима работы по постоянному току и дополнительной неустойчивости усилительного элемента, расположенного правее C_p . Во-вторых, размеры и масса конденсатора, естественно, получаются больше и могут превышать пределы, допустимые для размещения в корпусе ИМС. В-третьих, надо считаться с тем, что крупный конденсатор имеет большую монтажную (т. е. по отношению к корпусу) емкость, а последнее ухудшает условие пропускания верхних частот сигнала.

Увеличить выигрыш можно, заменив резистор R_{Φ} генератором стабильного тока ($V2, R4$ на рис. 5.37). В качестве элемента стабилизации тока покоя транзисторов используется транзистор $V1$ в диодном соединении.

Эквивалентная схема рассматриваемого каскада (рис. 5.38) позволяет найти передаточную функцию и определить требуемое соотношение между емкостями конденсаторов $C3$ и $C2$. Зависимый источник тока нагружен на сопротивление

$$Z(p) = 1 / \left(\frac{1}{R_5 + 1/p C_3} + \frac{1}{R_2 + 1/p C_2} \right),$$

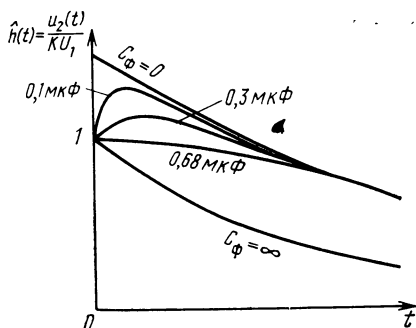


Рис. 5.36. Нормированные переходные характеристики каскадов резисторного (при $C_{\Phi} = \infty$) и с низкочастотной коррекцией при $C_p = \text{const}$

через которое несложно выразить выходное напряжение

$$U_2(p) = y_{213} U_1(p) Z(p) R_2 / (R_2 + 1/pC_2)$$

и дальше передаточную функцию

$$K(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{y_{213} R_2 (1 + p C_3 R_5)}{1 + C_3/C_2 + p C_2 (R_2 + R_5)}. \quad (5.95)$$

Из (5.95) узнаем, что коэффициент усиления в области средних частот (теоретически при $p \rightarrow \infty$) $K = y_{213} R_2 R_5 / (R_2 + R_5)$. Математически при бесконечно большом сопротивлении ГСТ передаточная функция может быть получена частотно-независимой, т. е. постоянной, для чего необходимо и достаточно приравнять отношения переменной и постоянной частей числителя и знаменателя: $p C_3 R_5 / 1 = p C_3 (R_2 + R_5) / (1 + C_3/C_2)$, и тогда $C_2 R_2 = C_3 R_5$.

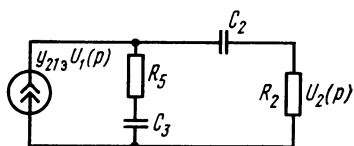
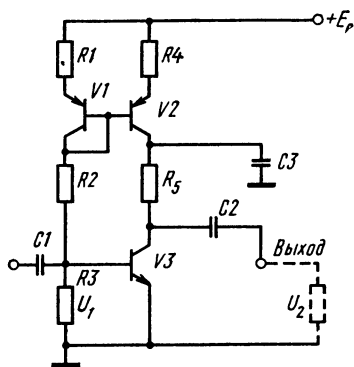


Рис. 5.38. Эквивалентная схема каскада с низкочастотной коррекцией с ГСТ

Рис. 5.37. Принципиальная схема каскада с низкочастотной коррекцией с ГСТ ($V2$, $R4$) и конденсатором $C3$

Нельзя считать, что рассмотренный вид коррекции допускает емкость разделительного конденсатора любого малого значения. Первое ограничение емкости по минимуму заключается в том, что при уменьшении C_2 (иначе C_p) снижается коэффициент передачи напряжения в $C_2 R_2$ -цепи, что неприемлемо, если сигнал не является заведомо слабым, поскольку амплитуду напряжения на коллекторе транзистора $V3$ не удастся получить выше $E_0/3$. Второе ограничение создает шунтирующее действие выходной проводимости h_{223} того же резистора, которое не должно превышать 20...30 % от емкостной проводимости $2\pi f_n C_2$.

В каскаде на полевом транзисторе низкочастотная коррекция осуществляется по тому же способу — с помощью $C_\Phi R_\Phi$ -фильтра в цепи питания. Основным отличием здесь является то, что сопротивление R_2 , как правило, во много раз превышает сумму $R_c + R_\Phi$, что позволяет заметно упростить встречавшиеся соотношения, в частности, (5.94), принимающее для варианта на полевом транзисторе такой вид:

$$C_{\Phi \text{ опт}} = \frac{C_p R_2 \sqrt{1 + 2 R_c / R_\Phi}}{R_c}.$$

5.4. ВХОДНЫЕ ЦЕПИ И КАСКАДЫ

5.4.1. УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

Если в качестве источника сигнала УЗЧ используется микрофон (особенно если электродинамический), усилитель наиболее чувствителен. Поэтому основным требованием, предъявляемым к микрофонному усилителю, является низкий уровень шума —70...—80 дБ по отношению к номинальному уровню сигнала. Столь высокое отношение сигнал-шум удается достичь с помощью трансформатора, обеспечивающего согласование по отношению сигнал-шум, т. е. по коэффициенту шума. Согласно (2.74) наибольшее отношение сигнал-шум получается при минимальном коэффициенте шума $F_{\text{ш min}}$, достигаемом при $R_r = R_{\text{гш opt}}$ [см. (4.141), (4.148)].

Из принципиальной и эквивалентной схем цепи с трансформатором (см. рис. 4.58) R_r несложно выразить через параметры r_1 , r_2 , n_r и сопротивление R_1 :

$$R_r = r_2 + (r_1 + R_1) n_r^2. \quad (5.96)$$

Если известно $R_{\text{гш opt}}$ (которые приводятся в справочниках по транзисторам), то из (5.96) нетрудно найти коэффициент трансформации n_r , соответствующий согласованию по отношению сигнал-шум:

$$n_{r \text{ с-ш}} = \sqrt{(R_{\text{гш opt}} - r_2)/(r_1 + R_1)}. \quad (5.97)$$

Для снижения уровня шума в начале схемы усилителя располагают малошумящий элемент, чаще полевой транзистор.

5.4.2. УСИЛИТЕЛИ МНОГОКАНАЛЬНОЙ СВЯЗИ

В усилителях систем многоканальной связи для снижения уровня внутренних помех (повышения отношения сигнал-шум) следует применять входные цепи с малыми потерями, т. е. с возможно меньшим числом активных сопротивлений, создающих тепловой шум. С другой стороны, надо считаться с тем, что равномерная передача сигнала в широкой полосе частот достигается при согласовании входного сопротивления усилителя с характеристическим сопротивлением линии Z_c . При согласовании коэффициент трансформации должен удовлетворять условию (4.208), в котором $R_1 = Z_c$, а R_2 равно общему сопротивлению элементов, подключенных ко вторичной обмотке.

Особые требования предъявляются ко входному каскаду, от свойств которого и степени согласованности с линией зависит коэффициент шума $F_{\text{ш}}$. Для снижения $F_{\text{ш}}$ и тем самым повышения отношения сигнал-шум, как отмечалось, необходимо получить оптимальное сопротивление источника сигнала (отнесенное к транзистору входного каскада) $R_{\text{гш opt}}$. Для этого в общем случае необходимо использовать входной трансформатор с коэффициентом

трансформации, удовлетворяющим условию согласования по отношению сигнал-шум (5.97), в котором под R_1 следует понимать характеристическое сопротивление линии (кабеля).

5.4.3. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Для усиления телевизионных (и подобных им) сигналов, у которых $f_b/f_n = 6 \cdot 10^6/50 = 120 \cdot 10^3$, источник сигнала имеет чисто емкостное внутреннее сопротивление. Для связи со входом усилителя обычно используется резистор. В этом случае бывает трудно выделить входную цепь и входной каскад. Если источником сигнала является передающая телевизионная трубка, фотоэлемент и т. п., то входная цепь обычно состоит из резистора связи (нагрузки) R_T и элемента цепи смещения R_3 полевого транзистора или другого прибора и неизбежно присутствующей шунтирующей емкости C_T , образованной межэлектродной емкостью источника сигнала и емкостью монтажа (емкость монтажа иногда удобно отнести ко входной емкости усилительного каскада), а сам источник может быть заменен идеальным генератором тока. Параллельно к ним присоединены входная емкость и входное сопротивление (активное) усилительного каскада (рис. 5.39). При выпол-

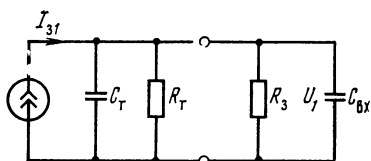


Рис. 5.39. Схема входной цепи с высокоомным источником сигнала для верхних частот

нении входного каскада на биполярном транзисторе, включенном по схеме ОЭ, входное сопротивление близко к $h_{11э}$, а входная емкость мало отличается от C_0 [см. (4.12)]. Входное сопротивление $R_{вх}$ эмиттерного повторителя определяется (4.58). Входная емкость может быть найдена через зависимость $Z_{вх}$ от частоты согласно (4.61):

$$Z_{вх} = \frac{R_{вх}(1 + jf/f_{z вх})}{1 + jf/f_{p вх}}.$$

Так как частота нуля функции $Z_{вх}$ довольно велика (например, $f_{z вх} = 326$ МГц), можно принять $f/f_{z вх} = 0$, тогда $Z_{вх} = R_{вх}/(1 + jf/f_{p вх})$ можно считать образованным из параллельно соединенных элементов $R_{вх}$ и $C_{вх}$. В этих условиях $f_{p вх} = 1/2\pi C_{вх} R_{вх}$, откуда следует, что $C_{вх} = 1/2\pi f_{p вх} R_{вх}$. Используя (4.58) и (4.61), находим

$$C_{вх} \approx r_{б'э}(C_{б'э} + S_i R_n C_K)/R_{вх}.$$

Так как входная емкость эмиттерного повторителя сравнительно мала, следует принять во внимание емкость монтажа, и тогда

$$C_{вх} \approx r_{б'э}(C_{б'э} + S_i R_n C_K)/R_{вх} + C_M.$$

Применительно к каскадам на полевом транзисторе входная емкость определяется с помощью выражений (4.95) и (4.110).

Общая емкость входного устройства

$$C_1 = C_T + C_{вх}.$$

При этом общее активное сопротивление, определяющее частоту полюса входной цепи, $R_1 = R_T R_{вх} / (R_T + R_{вх})$. Если входной каскад на полевом транзисторе, то $R_1 = R_T$.

Частота полюса входного устройства

$$f_{p1} = f_{1в\sqrt{2}} = 1/2\pi C_1 R_1 = 1/2\pi\tau_1 \quad (5.98)$$

зависит от сопротивления R_1 : чем меньше R_1 , тем выше f_{p1} . Но здесь надо считаться с тем, что с уменьшением сопротивления R_1 снижается напряжение сигнала на входе усилительного элемента $U_1 = R_1 I_{з1}$ и уменьшается отношение сигнал-шум. Для повышения отношения сигнал-шум общее сопротивление элементов связи и смещения R_1 берется возможно большим, а происходящее при этом сужение полосы пропускания компенсируется корректирующим каскадом, у которого коэффициент усиления нужно получить возрастающим с повышением частоты. В этом заключается принцип *противошумовой коррекции*, предложенной Г. В. Брауде [11]. Следует учитывать, что если передаточная функция входной цепи

$$K_1(p) = K_1/(1 + p\tau_1), \quad (5.99)$$

где

$$\tau_1 = 1/2\pi f_{p1} = C_1 R_1, \quad (5.100)$$

то передаточная функция корректирующего каскада должна содержать в числителе множитель $(1 + p\tau_1)$, а ее знаменатель — представлять собой характеристический многочлен $N(p)$, у реализуемой цепи как минимум первой степени, но с меньшим коэффициентом при p , равным некоторой постоянной времени $\tau_2 < \tau_1$, т. е. в идеализированных условиях

$$K_2(p) = K_2(1 + p\tau_1)/(1 + p\tau_2). \quad (5.101)$$

Общая передаточная функция

$$K(p) = K_1(p) K_2(p) = K/(1 + p\tau_2) \quad (5.102)$$

характеризуется более высокой частотой полюса $f_{p2} = f_{2в\sqrt{2}} = 1/2\pi\tau_2$, так как $\tau_2 < \tau_1$.

Найдем отношение сигнал-шум, например, для входного каскада на полевом транзисторе, включенном по схеме ОИ. Напряжение шума на выходе входного каскада определим по выражению (4.146), только $C_{вх}$ заменим на $C_1 = C_T + C_{вх}$ и R_T на R_1 .

Источник сигнала в виде источника тока $I_{з1}$ нагружен на соединенные параллельно элементы R_1 , C_1 и создает на них напряжение

$$\underline{U}_{з1} = \frac{R_1 I_{з1} / j\omega C_1}{R_1 + 1/j\omega C_1} = \frac{R_1 I_{з1}}{1 + j\omega C_1 R_1}.$$

Коэффициент усиления входного каскада равен SR_n , откуда следует, что напряжение сигнала на его выходе

$$U_n = SR_n U_{\text{зи}} = R_1 S R_n I_{\text{з1}} / \sqrt{1 + (2\pi f C_1 R_1)^2},$$

где

$$2\pi C_1 R_1 = 1/f_{\text{п1}} = 1/f_{\text{в}} \sqrt{2}. \quad (5.103)$$

Для равномерного усиления составляющих сигнала изображения необходимо, чтобы коэффициент усиления последующей части усилителя зависел от частоты:

$$K_2(f) = K_2 \sqrt{1 + (2\pi f C_1 R_1)^2}. \quad (5.104)$$

В этих условиях отношение напряжения сигнала на выходе усилителя U_2 к входному току $I_{\text{з1}}$ окажется неизменным, и тогда

$$U_2 = K_2 U_n = R_1 S R_n K_2 I_{\text{з1}}. \quad (5.105)$$

При этом

$$U_{\text{шн}}^2 = \frac{4kTR_1 \Delta f (SR_n)^2}{1 + (2\pi C_1 R_1)^2} + 4kT(S + G_n) \Delta f R_n^2. \quad (5.106)$$

Напряжение шума на выходе усилителя, как следует из (5.106) и (5.104),

$$U_{\text{ш2}}^2 = [K_2(f)]^2 U_{\text{шн}}^2 = 4kTR_1 (SR_n K_2)^2 \left\{ 1 + \frac{S + G_n}{S^2 R_1} [1 + (2\pi f C_1 R_1)^2] \right\} \Delta f.$$

Всякий усилитель имеет ограниченную полосу пропускания. Для простоты допустим, что соотношение (5.104) сохраняется до частоты $f_{\text{в}}$, а дальше коэффициент усиления весьма быстро уменьшается до нуля, это позволит путем вычисления интеграла найти

$$U_{\text{ш2}}^2 = 4kTR_1 (SR_n K_2)^2 \int_0^{f_{\text{в}}} \left\{ 1 + \frac{S + G_n}{S^2 R_1} [1 + (2\pi f C_1 R_1)^2] \right\} df. \quad (5.107)$$

Из выражений (5.105) и (5.107) следует, что

$$\frac{U_2}{U_{\text{ш2}}} = \sqrt{\frac{R_1 I_{\text{з1}}^2}{4kTf_{\text{в}} \left\{ 1 + \frac{S + G_n}{S^2 R_1} \left[1 + \frac{1}{3} (2\pi f_{\text{в}} C_1 R_1)^2 \right] \right\}}}. \quad (5.108)$$

Из (5.108) видно, что отношение сигнал-шум в выходной цепи усилителя с противозумовой коррекцией повышается с увеличением сопротивления R_1 . Следует стремиться не только увеличивать сопротивление, но и уменьшать шунтирующую емкость и выбирать транзистор с наибольшей крутизной. Однако при этом надо считаться и с тем, что при очень большом сопротивлении R_1 затрудняется коррекция, так как в соответствии с (5.103) и (5.104) требуется изменение коэффициента усиления в значительных пределах, не получая существенного выигрыша в отношении сигнал-шум. Практически сопротивление можно считать достаточным, если оно в 5...10 раз больше, $S/4\pi^2 f_{\text{в}}^2 C_1^2$.

Пример 1. Определить отношение сигнал-шум на выходе телевизионного усилителя, входное устройство которого работает от суперорптика, создающего ток сигнала $I_{\text{з1}} = 2$ мкА, выходная емкость $C_{\text{т}} = 26$ пФ, на нагрузку $R_{\text{т}} =$

$= 50$ кОм. Входной каскад выполнен на полевом транзисторе с параметрами $S = 5$ мСм, $C_{11и} = 4$ пФ, $C_{12и} = 0,7$ пФ, $C_M = 2,5$ пФ, с сопротивлением нагрузки в цепи стока $R_H = 1$ кОм. Высшая рабочая частота равна 6 МГц.

Входную емкость каскада на полевом транзисторе находим по выражению (4.95):

$$C_{вх} = C_{11и} + SR_H C_{12и} + C_M = 4 + 5 \cdot 1 \cdot 0,7 + 2,5 \approx 10 \text{ пФ.}$$

Общая емкость входной цепи

$$C_1 = C_T + C_{вх} = 26 + 10 = 36 \text{ пФ.}$$

Так как сопротивление цепи смещения и входное сопротивление транзистора значительно превышает 50 кОм, то сопротивление входной цепи практически равно сопротивлению элемента связи: $R_1 = R_T = 50$ кОм, при этом постоянная времени и частота $f_{в \sqrt{2}}$ входной цепи согласно (5.98) и (5.100)

$$\tau_1 = C_1 R_1 = 36 \cdot 10^{-12} \cdot 50 \cdot 10^3 = 1,8 \cdot 10^{-6} \text{ с,}$$

$$f_{в \sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi\tau_1} = \frac{0,159}{1,8 \cdot 10^{-6}} = 88,3 \cdot 10^3 \text{ Гц} = 88,3 \text{ кГц.}$$

Отношение сигнал-шум согласно (5.108)

$$\begin{aligned} \frac{U_2}{U_{ш2}} &= \sqrt{\frac{R_1 I_{21}^2}{4kTf_{в} \left\{ 1 + \frac{S + G_H}{S^2 R_1} \left[1 + \frac{1}{3} (2\pi f_{в} C_1 R_1)^2 \right] \right\}}} = \\ &= \sqrt{\frac{5 \cdot 10^4 (2 \cdot 10^{-6})^2}{4 \cdot 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 6 \cdot 10^6 \left\{ 1 + \frac{5 + 1}{5^2 \cdot 50} \left[1 + \frac{1}{3} (6,28 \cdot 10^6 \cdot 36 \times \rightarrow \right. \right.} \\ &\quad \left. \left. \rightarrow \times 10^{-12} \cdot 5 \cdot 10^4)^2 \right] \right\}}} = 490 (\approx 54 \text{ дБ}). \end{aligned}$$

5.4.4. ЭЛЕМЕНТЫ ПРОТИВОШУМОВОЙ КОРРЕКЦИИ

Для осуществления противошумовой коррекции, как вытекает из формул (5.99) — (5.101), нуль передаточной функции корректирующего каскада должен совпадать с полюсом передаточной функции входной цепи. А это означает, что коэффициент усиления корректирующего каскада в диапазоне частот от $f_{p1} = f_{1в \sqrt{2}}$ до $f_{p2} = f_{2в \sqrt{2}}$ должен изменяться в $f_{2в \sqrt{2}}/f_{1в \sqrt{2}}$ раз, т. е. в области средних частот он во столько же раз меньше наибольшего значения на частоте $f_{2в \sqrt{2}}$, зависящего от площади усиления усилительного элемента. Следовательно, коэффициент усиления корректирующего каскада в области частот, где он постоянен при $f < f_{p1}$ (т. е. на средних частотах), оказывается весьма небольшим — обычно в 10...100 раз меньше, чем у промежуточного каскада. Поэтому элементы коррекции располагают во втором или третьем каскаде, иначе вследствие значительного ослабления сигнала сказываются шумы, создаваемые усилительными элементами (кроме первого).

Известно много способов получения передаточной функции вида (5.101) или в общем случае в виде $K_2(p) = K_2(1 + p\tau_1)/N(p)$,

где $N(p)$ — характеристический многочлен не ниже первой степени.

В начальный период применения противозумовой коррекции, был распространен способ с частотно-зависимым делителем напряжения (рис. 5.40), передаточная функция которого

$$\frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{Z_2(p)}{Z_1(p) + Z_2(p)} = \frac{1/Z_1(p)}{1/Z_1(p) + 1/Z_2(p)},$$

где $1/Z_1(p) = 1/R_1 + pC_1$; $1/Z_2(p) = 1/R_2 + pC_2$.

Приведенные выражения позволяют определить частоты нуля и полюса делителя напряжения:

$$f_{зк} = 1/2\pi C_1 R_1; \quad f_{рк} = (R_1 + R_2)/2\pi (C_1 + C_2) R_1 R_2$$

и их отношение

$$f_{рк}/f_{зк} = C_1 (R_1 + R_2)/(C_1 + C_2) R_2. \quad (5.109)$$

Недостатком данного способа коррекции является то, что весьма затруднено получение требуемого отношения частот полюса и нуля, которое, как показывают расчеты в примере 1, должно превышать 60. А из (5.109) видно, что при $C_2 \neq 0$ еще больше должно быть отношение $(R_1 + R_2)/R_2$, обратная величина которого равна передаче напряжения сигнала при $f <$

$f_{зк}$, т. е. в области средних частот. Это означает, что при глубокой коррекции делитель напряжения создает значительное ослабление сигнала.

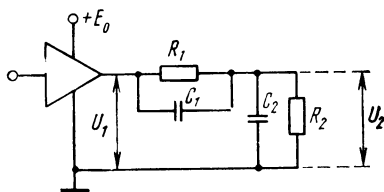


Рис. 5.40. Схема каскада с противозумовой коррекцией

Более эффективным является каскад с глубокой эмиттерной коррекцией, у которого передаточная

функция вида (5.68) содержит нуль с частотой $f_{зк} = 1/2\pi a = 1/2\pi C_{нэ} R_{нэ}$, приравниваемой частоте полюса входной цепи. В этом случае объединенная передаточная функция

$$\hat{K}(p) = 1/(1 + mp + np^2), \quad (5.110)$$

модуль которой

$$\hat{K}(\omega) = 1/\sqrt{1 + (m^2 - 2n)\omega^2 + n^2\omega^4}. \quad (5.111)$$

АЧХ объединенного устройства получается максимально плоской согласно критерию Г. В. Брауде при соблюдении условия $m^2 - 2n = 0$, которое вместе с (5.72) позволяет определить требуемое сопротивление в цепи эмиттера. Заменяя в (5.111) m и n их развернутыми значениями и вводя обозначение

$$C_{эк} = C_{сз} + S_i (R_r + r'_e) C_k, \quad (5.112)$$

получаем

$$R_{нэ} \approx \frac{[(R_r + r'_e) C_0]^2 + (a\lambda)^2}{2\{a S_i (R_r + r'_e) C_0 - [(R_r + r'_e) C_0 + a\lambda] C_{эк}\}}. \quad (5.113)$$

Пример 2. Определить сопротивление и емкость элементов в цепи эмиттера каскада, корректирующего частотные искажения, создаваемые входным устройством, выполненным по данным примера 1 при следующих условиях: транзистор 2Т354А-2 с параметрами $f_{гр}=1100$ МГц, $C_K=1,3$ пФ ($U_K=5$ В), $r'_e=20$ Ом, $h_{21э}=\sqrt{40 \cdot 200} \approx 90$, $r_{e'э}=600$ Ом ($I_K=5$ мА), $h_{11э}=r'_e+r_{e'э}=20+600=620$ Ом, сопротивления источника сигнала и нагрузки 300 Ом (при больших значениях не обеспечивается требуемая полоса пропускания частот до 6 МГц).

Находим остальные параметры транзистора, используя выражения (4.30), (4.7), (4.10), (4.12) и $C_{эк}$, по формуле (5.112):

$$[g_{e'э} = \frac{1}{r_{e'э}} = \frac{1}{600} = 0,00167 \text{ См}; S_i = \frac{h_{21э}}{r_{e'э}} = \frac{90}{600} = 0,15 \text{ См};$$

$$\lambda = 1 + (R_r + r'_e) g_{e'э} = 1 + (300 + 20) 0,00167 = 1,533;$$

$$C_{e'э} = \frac{h_{21э}}{2\pi f_{гр} r_{e'э}} = \frac{0,159 \cdot 90}{1100 \cdot 10^6 \cdot 600} \approx 22 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} = 22 \text{ пФ};$$

$$C_0 = C_{e'э} + S_i R_H C_K = 22 + 0,15 \cdot 300 \cdot 1,3 = 80,5 \text{ пФ};$$

$$C_{эк} = C_{e'э} + S_i (R_r + r'_e) C_K = 22 + 0,15 (300 + 20) 1,3 = 84,4 \text{ пФ}.$$

Частота нуля каскада с коррекцией должна быть равна частоте полюса входной цепи. Как вытекает из (5.100) и данных примера 1, эти условия позволяют определить

$$a = 1/2\pi f_{p1} = \tau_1 = C_1 R_1 = 1,8 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

Согласно (5.113)

$$R_{нэ} \approx \frac{[(R_r + r'_e) C_0]^2 + (a \lambda)^2}{2 \{ a S_i (R_r + r'_e) C_0 - [(R_r + r'_e) C_0 + a \lambda] C_{эк} \}} =$$

$$= \frac{[(300 + 20) 80,5 \cdot 10^{-12}]^2 + (1,8 \cdot 10^{-6} \cdot 1,533)^2}{2 \{ 1,8 \cdot 10^{-6} \cdot 0,15 (300 + 20) 80,5 \cdot 10^{-12} - [(300 + 20) 80,5 \cdot 10^{-12} +$$

$$\rightarrow + 1,8 \cdot 10^{-6} \cdot 1,533] \cdot 84,4 \cdot 10^{-12} \}} = 580 \text{ Ом};$$

при этом $C_{нэ} = a/R_{нэ} = 1,8 \cdot 10^{-6}/580 = 3110 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} = 3110 \text{ пФ}$.

Для полученных значений, согласно формулам (5.71), (5.72) и (5.80), находим:

$$K = \frac{h_{21э} R_H}{h_{11э} + h_{21э} R_{нэ}} = \frac{90 \cdot 300}{620 + 90 \cdot 580} = 0,518;$$

$$m \approx \frac{(R_r + r'_e) (C_0 + S_i R_{нэ} C_K) + R_{нэ} (C_{e'э} + \lambda C_{нэ})}{\lambda + S_i R_{нэ}} =$$

$$= \frac{[(300 + 20) (80,5 + 0,15 \cdot 580 \cdot 1,3) + 580 (22 + 1,533 \cdot 3110)] \cdot 10^{-12}}{1,533 + 0,15 \cdot 580} =$$

$$= 32,1 \cdot 10^{-9} \text{ с};$$

$$n = \frac{(R_r + r'_e) C_0 C_{нэ} R_{нэ}}{\lambda + S_i R_{нэ}} = \frac{(300 + 20) 80,5 \cdot 3110 \cdot 580 \cdot 10^{-24}}{1,533 + 0,15 \cdot 580} = 525 \cdot 10^{-18} \text{ с}^2;$$

$$\hat{a} = \frac{a}{\sqrt{n}} = \frac{1,8 \cdot 10^{-6}}{\sqrt{525 \cdot 10^{-18}}} = 78,8; \quad \hat{m} = \frac{m}{\sqrt{n}} = \frac{32,1 \cdot 10^{-9}}{\sqrt{525 \cdot 10^{-18}}} = 1,414.$$

Коэффициенты m и n корректирующего каскада по условию Г. В. Брауде удовлетворяют равенствам $m^2 - 2n = 0$ и $\hat{m}_2 - 2 = 0$, что в данном случае и получилось. Если $\hat{a} \gg 1$, то можно упростить выражения (5.83) и (5.84):

$$f_M = \frac{\hat{a}}{2\pi a} = \frac{1}{2\pi \sqrt{n}} = \frac{0,159}{\sqrt{525 \cdot 10^{-18}}} = 6,9 \text{ МГц};$$

$$\hat{K}_{\max} \approx \frac{\hat{a}}{\sqrt{2}} = \frac{78,8}{\sqrt{2}} = 55,7.$$

Абсолютное значение $K_{\max} = R_{\max} K = 28,8$, что меньше коэффициента усиления при $C_{H3} = \infty$ (т. е. без эмиттерной коррекции), равного $y_{213} R_H = h_{213} R_H / h_{113} = 90 \cdot 300 / 620 = 43,7$.

Уровень частотных искажений объединенного устройства определяется значением $R_B = 1 / \sqrt{1 + n^2 \omega^4} = 1 / 1,247 = 0,805$ (−1,9 дБ), что можно считать приемлемым (для снижения частотных искажений следует выбирать более высокочастотный транзистор или уменьшать сопротивления R_T и R_H). Выброс для входного устройства и корректирующего каскада с передаточной функцией вида (5.110) определяется через параметры $a=0$ и $\hat{m} = \sqrt{2}$.

Из рис. 4.60 ($a=0$) видно, что при $Q=1/\hat{m}=1/\sqrt{2}=0,707$ выброс $\delta=4,5\%$ = const; этот же результат получается и с помощью рис. 5.24.

В передающей телевизионной аппаратуре третьего поколения противозумовая коррекция основана на использовании параллельной частотно-зависимой ОС, охватывающей несколько каскадов (рис. 5.41). Элементом ОС является резистор R_1 , а частотную

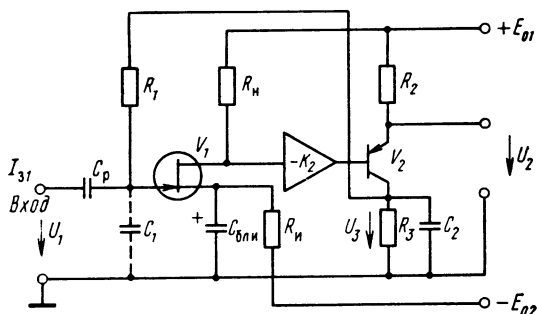


Рис. 5.41. Упрощенная схема усилительного устройства с противозумовой коррекцией на основе параллельной частотно-зависимой ОС

зависимость ОС создают элементы C_2 , R_3 . Инвертирующий усилитель вместе с транзистором V_2 и последующими за ним заключены в корпусе одной ИМС. Полевой транзистор V_1 входного каскада для уменьшения емкости монтажа располагается вблизи передающей трубки; C_1 — по-прежнему общая шунтирующая емкость, образованная из емкости трубки и входной емкости транзистора V_1 (вместе с емкостью монтажа). Этот вид коррекции позволяет получить большее отношение сигнал-шум, и, в отличие от эмиттерной коррекции, не требует применения конденсатора большой емкости.

Исследование рассматриваемого входного устройства, проведенное аналогично представленному на рис. 5.39, позволяет найти отношение сигнал-шум

$$\frac{U_2}{U_{ш2}} = \sqrt{\frac{R_1 I_{с1}^2}{4kTf_B \left\{ 1 + \left[1 + \frac{1}{3} (2\pi f_B C_1 R_1)^2 \right] / SR_1 \right\}}}.$$

и требуемую емкость корректирующего конденсатора

$$C_2 = (\sqrt{2} - 1) C_1 R_1 / FR_3,$$

и уровень частотных искажений (при максимально плоской АЧХ)

$$\hat{G}_B = -20 \lg \frac{K}{K_B} = -10 \lg \frac{1 + (a \omega_B)^2 + (n \omega_B^2)^2}{1 + (a \omega_B)^2},$$

где $F = 1 + SR_n K_2 y_{21\Omega 2F} R_3$ — глубина ОС; $a = C_2 R_3$; $m = (C_1 R_1 + C_2 R_3) / F$; $n = C_1 R_1 C_2 R_3 / F$ — параметры, входящие в (5.78); $y_{21\Omega 2F} = y_{21\Omega 2} / (1 + y_{21\Omega 2} R_2)$ — проводимость прямой передачи транзистора V_2 с учетом влияния местной ОС по току.

Так, при $f_B = 6$ МГц, $C_1 = 36$ пФ, $R_1 = 2,2$ МОм, $R_3 = 1$ кОм, $S = 5$ мСм, $F = 2000$ и $I_{31} = 2$ мкА, получим

$$U_2 / U_{\text{ш2}} = 574 \text{ (55 дБ)}; \quad C_2 = 16,4 \text{ пФ}; \quad a = 16,4 \text{ нс}; \quad m = 39,6 \text{ нс};$$

$$n = 649 \text{ нс}^2; \quad \hat{G}_B = -2 \text{ дБ}.$$

Отношение сигнал-шум при тех же параметрах трубки и полевого транзистора получается несколько больше, а емкость корректирующего конденсатора уменьшается с 3110 до 16,4 пФ.

Используя нормированные параметры

$$\hat{a} = \frac{a}{\sqrt{n}} = \frac{16,4 \cdot 10^{-9}}{\sqrt{649 \cdot 10^{-18}}} = 0,645 \quad \text{и} \quad \hat{m} = \frac{m}{\sqrt{n}} = \frac{39,6 \cdot 10^{-9}}{\sqrt{649 \cdot 10^{-18}}} = 1,55,$$

с помощью рис. 5.24 находим $\delta = 3\%$.

5.5. РЕГУЛИРОВАНИЕ УСИЛЕНИЯ, СТЕРЕОБАЛАНСА И АЧХ

Регулирование усиления, широко применяемое в элементах тракта передачи сигнала, в том числе и в усилителях, заключается в изменении амплитуды сигнала. Например, в радиопередающем устройстве амплитуда модулирующего сигнала выбирается такой, чтобы коэффициент модуляции достигал единицы, но не возникала перемодуляция; при механической записи звука максимальное отклонение канавки от среднего положения имеет определенный предел. В бытовой радиоаппаратуре регулируется громкость звука; при приеме телевизионных изображений — контрастность, размер изображения и освещенность. В осциллографических усилителях изменение размаха сигнала позволяет получить изображение рассматриваемого процесса необходимой высоты и ширины. В усилителях, входящих в состав измерительных установок, эта регулировка предназначена для изменения пределов измерения, а также для калибровки, т. е. приведения чувствительности к определенному стандарту.

Различают ступенчатое и плавное регулирование усиления. Само регулирование чаще всего с помощью деления напряжения или изменения режима работы усилительного элемента. Регулирование усиления обычно осуществляется во входной цепи усилителя или в первых каскадах во избежание перегрузки последующих каскадов (в смысле возрастания нелинейных искажений).

Ступенчатая регулировка усиления позволяет изменять коэффициент усиления от одной ступени к другой в любое требуемое число раз, однако получение большого числа градаций усиления затруднено. В широкополосных усилителях, применяемых, в частности, в измерительных приборах (осциллографах, милливольтметрах), ступенчатый регулятор выполняется как частотно-независимая цепь — влияние входной емкости усилительного каскада компенсируется подключением к отдельным секциям (резисторам) делителя дополнительных конденсаторов. Частотно-независимое действие рассматриваемого делителя в

области верхних частот достигается при равенстве постоянных времени отдельных секций делителя (с учетом составляющих входной проводимости каскада).

Частотно-независимое действие собственно регулятора усиления обеспечивается при небольших сопротивлениях, что возможно, если регулятор расположен не во входной цепи осциллографа или вольтметра, а на выходе первого каска-

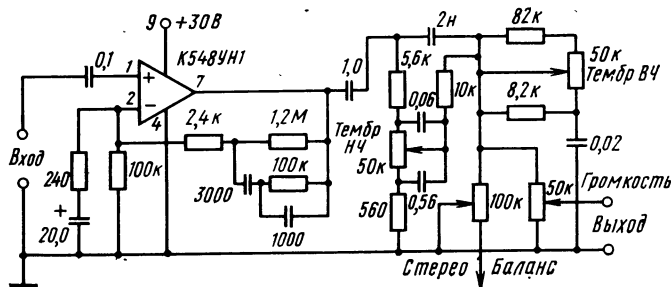


Рис. 5.42. Схема внешних цепей предварительного усилителя (ОУ типа К548УМ1)

да. У такого регулятора усиления выходное сопротивление может быть получено во всех положениях одинаковым, и притом небольшим, например 50 Ом, как у вольтметра ВЗ-4 (что соответствует верхней граничной частоте 30 МГц).

Для плавной регулировки усиления обычно используют потенциометр (рис. 5.42). Если потенциометр находится в цепи базы биполярного транзистора, то для сохранения режима работы по постоянному току его движок через разделительный конденсатор присоединяется к источнику сигнала, а крайние выводы — к промежутку база—эмиттер с подачей соответствующего напряжения смещения.

Для достижения постоянства относительного изменения уровня громкости на 1° угла поворота во всем диапазоне должна соблюдаться зависимость

$$dR_{\theta} / R_{\theta} = ad\theta / \theta_{\max}, \quad (5.114)$$

где R_{θ} — сопротивление между движком и общим проводом при установленном угле θ . Из (5.114) несложно установить требуемый закон зависимости R_{θ} от θ :

$$R_{\theta} = R e^{a\theta/\theta_{\max}},$$

где R — минимальное сопротивление потенциометра; θ_{\max} — наибольший угол поворота (потенциометры с экспоненциальной зависимостью $R_{\theta}(\theta)$ маркируются буквой В; марка А относится к потенциометрам с линейной зависимостью $R_{\theta}(\theta)$, а Б — с логарифмической).

Для компенсации чувствительности уха к восприятию нижних частот при уменьшенной громкости применяют потенциометр с отводом, к которому присоединяется цепь из последовательно соединенных резистора и конденсатора (порядка десятков килоом и тысяч пикофарад) с заземлением второй «обкладки». В области верхних частот конденсатор меньшей емкости (30...100 пФ) присоединяется к верхнему (активному) выводу и движку потенциометра.

Наиболее простой ступенчатый регулятор усиления состоит из одного переключаемого элемента — резистора или потенциометра, например в цепи ОС, как в микрофонном усилителе УМ44, у которого семь ступеней изменения усиления 1 дБ каждая.

Если необходимо поддерживать неизменным входное и выходное сопротивления регулятора усиления (аттенюатора), то он выполняется как «перекрытый» Т-образный четырехполюсник, образованный из четырех активных сопротивлений. Сопротивления «перекрывающего» (присоединяемого к входным и выходным зажимам) и «вертикального» (занимающего среднее положение) резист-

сторов при регулировании усиления (иначе вносимого затухания) изменяются по определенному закону. Симметричный (двухпроводной) регулятор состоит из четырех постоянных резисторов и трех переменных — одного вертикального и двух перекрывающих.

Наряду с ручной регулировкой широко применяется автоматическая, которая, например, в линейных усилителях связи компенсирует изменение затухания коаксиального кабеля при колебании температуры окружающей среды (в усилителе системы K10800 предусмотрено изменение усиления на $\pm 2,6$ дБ при $\Delta t_c = \pm 12^\circ$). В качестве регулирующего элемента в цепи ОС используется термистор с соответствующим перепадом сопротивления.

Для сжатия динамического диапазона сигнала (который при радиовещании обычно ограничивается примерно 40 дБ, см. § 2.10) применяется ручная или автоматическая регулировка уровня сигнала. Ручную регулировку осуществляет звукорежиссер, для автоматической регулировки используют специальные устройства — сжиматели (компрессоры).

В стереоусилителях регулятор усиления (громкости) выполняется на двоемном потенциометре, а для установки стереобаланса может быть использован еще один двоемный потенциометр, половины которого действуют в противоположных направлениях, т. е. если с помощью одного из них громкость канала возрастает, то с помощью другого снижается.

Другой возможный способ регулирования стереобаланса с помощью одного потенциометра показан на рис. 5.42.

Усилители звуковой частоты, входящие в состав радиоприемника, магнитофона и т. п., нередко, кроме регулировки усиления (громкости), имеют одну или две регулировки, предназначенные для изменения тембра воспроизводимого звука и основанные на плавном (реже ступенчатом) изменении АЧХ.

Для плавной регулировки тембра отдельно по нижним и верхним частотам используются два потенциометра (рис. 5.42). Диапазон регулирования на частотах порядка 50 Гц и 10 кГц составляет $\pm (15 \dots 20)$ дБ.

Кроме рассмотренного регулятора тембра с RC-элементами, влияющими на АЧХ, главным образом на краях диапазона частот, в наиболее сложных устройствах применяют регуляторы с LCR-элементами, с помощью которых АЧХ изменяется на нескольких (обычно 3—7) участках диапазона.

В ряде случаев АЧХ радиовещательного канала от микрофона до громкоговорителя не имеет плоской формы, в ней по разным причинам возникают подъемы и спады, которые требуется исправлять путем введения постоянных или регулируемых корректирующих элементов. Кроме того, здесь надо считаться с особенностью уха неодинаково воспринимать тембр звука различной громкости. Например, для лучшей разборчивости речи необходим спад в области нижних частот и подъем в области верхних. Подчеркивание верхних частот позволяет в конце канала снижать усиление в этой части диапазона, иначе сужать полосу пропускания и этим самым повышать отношение сигнал-помеха [13].

Регулируемый подъем АЧХ в диапазоне частот 2...6 кГц применяется в звукорежиссерской практике для создания так называемого «эффекта присутствия».

В студийной аппаратуре регулирование АЧХ осуществляется с помощью переключаемых двухзвенных фильтров типа k и m .

Глава 6

ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ



6.1. ВИДЫ КАСКАДОВ

Выходные и предвыходные каскады выполняются различно в зависимости от назначения усилителя. Общим же для них является высокий уровень сигнала, выражаемый либо *номинальной*

выходной мощностью P_2 , если сопротивление нагрузки является активным (R_2) или комплексным, либо *номинальным выходным напряжением* U_2 , если нагрузка — реактивная (чаще всего в виде емкости C_2). За счет высокого уровня сигнала в рассматриваемых каскадах приходится применять транзисторы и лампы, потребляющие от источников питания мощность, большую, чем каскады предварительного усиления. Поэтому существенно важным здесь является достижение экономического режима, т. е. высокого КПД. Последнее обеспечивается за счет лучшего использования усилительных элементов по напряжению и по току, а это связано с возрастанием нелинейных искажений, которые не должны превышать допустимого предела.

Каскады, работающие на активную нагрузку, принято называть *каскадами усиления мощности*, а каскады, работающие на нагрузку емкостного характера, — *каскадами усиления напряжения*. Общим заданным параметром является допустимый коэффициент гармоник.

Различают два вида выходных каскадов: *однотактные* и *двухтактные*. С другой стороны, выходные каскады в зависимости от вида элемента связи с нагрузкой подразделяются на *резисторные*, *трансформаторные* и *дроссельные*, а при отсутствии элемента связи — на *бестрансформаторные* и *бесконденсаторные*.

6.2. ОДНОТАКТНЫЕ ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ

6.2.1. ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ И ДРОССЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

Трансформаторные однотактные каскады весьма распространены в линейных усилителях систем многоканальной связи (рис. 6.1). Выходной трансформатор прежде всего позволяет оптимизировать условия работы усилительного элемента посредством преобразования сопротивления внешней нагрузки в сопротивление

$$R_n = r_1 + (r_2 + R_2)/n^2, \quad (6.1)$$

удовлетворяющее условиям работы усилительного элемента для получения требуемой выходной мощности при высоком КПД и низком уровне нелинейных искажений.

При оптимальных условиях работы усилительного элемента, например биполярного транзистора (рис. 6.2), коэффициенты использования напряжения $\xi = U_{кэм}/U_{КЭ}$ и тока $\xi_i = I_{км}/I_K$ близки к предельным, поэтому согласно (4.154) КПД оказывается наиболее высоким.

Следует обратить внимание на то, что оптимизация условий работы усилительного элемента не является согласованием (по сигналу), которое в обычном понимании вообще отвечает равенству $R_n = R_\Gamma$, а здесь как раз $R_\Gamma = 1/h_{22\alpha} \gg R_n$.

С другой стороны, трансформатор не пропускает в выходную цепь постоянные напряжение и ток, существующие в первичной цепи. Достоинством трансформатора (как и дросселя) является также то, что в нем потери мощности минимальны. Наконец, вы-

ходной трансформатор позволяет от несимметричной цепи с общим проводом (корпусом) перейти к симметричной (двухпроводной) линии, что иногда необходимо.

К выходному трансформатору усилителя для многоканальной связи, особенно для широкополосных систем, предъявляется требование минимума индуктивности рассеяния (коэффициента рас-

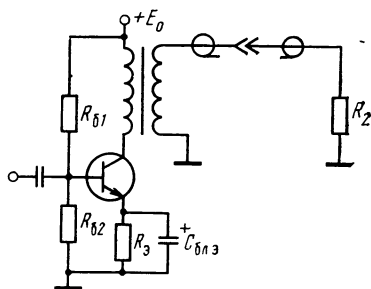


Рис. 6.1. Упрощенная схема трансформаторного однотактного каскада, работающего на коаксиально-кабельную линию

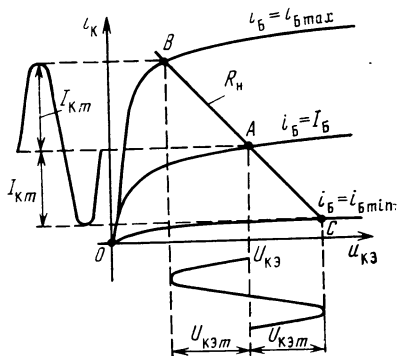


Рис. 6.2. Диаграмма работы входного транзистора в режиме А

сеяния $\sigma = L_s/L_1$). Для этого, как отмечалось в § 4.12, следует изготавливать магнитную цепь из материала с высокой магнитной проницаемостью. Другим способом является исключение постоянного тока в первичной (и вообще в любой) обмотке трансформатора для устранения постоянного подмагничивания сердечника. Для этого соответствующую обмотку шунтируют дросселем с небольшим сопротивлением постоянному току (рис. 6.3) и резистором R_B (являющимся элементом цепи ОС по току) в первичной обмотке трансформатора. С помощью дросселя удается подмагничивающий ток снизить в десятки раз и заметно увеличить магнит-

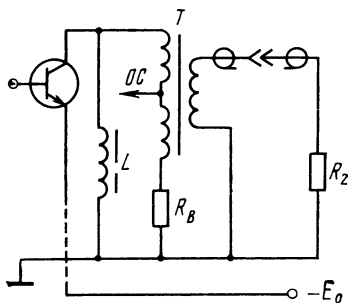


Рис. 6.3. Схема дроссельно-трансформаторного каскада

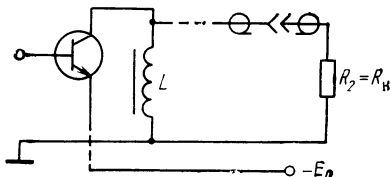


Рис. 6.4. Схема дроссельного выходного каскада

ную проницаемость. Сам дроссель, как и обмотки трансформатора, должен обладать минимальной межвитковой емкостью.

Если сопротивление внешней нагрузки соответствует оптимальным условиям работы усилительного элемента, то вместо трансформатора можно использовать дроссель (рис. 6.4), который не обладает индуктивностью рассеяния и поэтому обеспечивает более равномерное усиление в области верхних частот. Потери мощности сигнала при этом получаются меньше, так как через сопротивление обмотки дросселя r_L не проходит ток, потребляемый нагрузкой.

Для выявления основных свойств каскада воспользуемся семейством выходных статических характеристик $i_K = f(u_{KЭ})$ при $i_B = \text{const}$ (рис. 6.2, где $U_{KЭм}$, $I_{KЭм}$ — амплитуды переменных составляющих выходного тока (тока коллектора) и выходного напряжения (на коллекторе); $U_{KЭ}$, I_B , I_K — координаты точки покоя А). Наклон нагрузочной прямой на средних частотах зависит от сопротивления нагрузки переменному току R_H (6.1). Наклон нагрузочной прямой для постоянного тока определяется соответствующим сопротивлением нагрузки, пересчитанным в коллекторную цепь:

$$R_{H0} \approx R_B + r_{11}. \quad (6.2)$$

Эта нагрузочная прямая, особенно при $R_B = 0$, проходит круто из-за того, что сопротивление R_{H0} обычно мало.

Мощность, отдаваемая нагрузке,

$$P_H = \frac{U_{KЭм} I_{KЭм}}{2} \approx \frac{(U_{KЭ \max} - U_{KЭ \min})(i_{K \max} - i_{K \min})}{8}. \quad (6.3)$$

Коэффициент полезного действия определяется по формуле (4.154), где

$$P_{0K} = U_{KЭ} I_{K \text{ ср}} \approx U_{KЭ} I_K \quad (6.4)$$

— мощность, потребляемая коллекторной цепью источника питания. Часть P_{0K} в виде мощности переменного тока отдается нагрузке, а остаток рассеивается внутри усилительного элемента, в данном случае на коллекторе, т. е.

$$P_{0K} = P_H + P_K. \quad (6.5)$$

При отсутствии входного сигнала отдаваемая мощность $P_H = 0$ и P_K равно максимальной рабочей мощности рассеяния на коллекторе

$$P_{K \text{ р max}} = P_{0K} = U_{KЭ} I_K \quad (6.6)$$

(рис. 6.5).

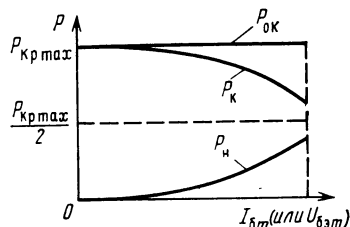
Выбирая транзистор для одноконтурного усилителя мощности, следует принимать во внимание изменение температуры и возможный разброс параметров. Рассматривая расположение нагрузочных линий (рис. 6.2) для двух экстремальных значений постоянного тока I'_K , I''_K и напряжения, $U'_{KЭ}$, $U''_{KЭ}$, а также обозначая $a = U'_{KЭ}/E_0$, $b = I''_K/I'_K$, $\xi_i = I_{KЭ}/I'_K$, $u_{K \min} = U'_{KЭ} - U_{KЭм}$, (6.7)

можно выразить максимальную рабочую мощность рассеяния [4]

$$P_{Kp \max} = \frac{2b E_0 [1 - b(1 - a)] P_H}{\xi_i \{E_0 [1 - b(1 - a)] - u_{KЭ \min}\}}. \quad (6.8)$$

Для уменьшения мощности рассеяния на коллекторе надо увеличивать a и ξ_i и уменьшать b и $u_{KЭ \min}$, но при этом могут возрасти нелинейные искажения. Кроме того, следует принять во внимание то, что при большом a и малом b сопротивления R_0 , R_{61} и R_{62} (рис. 6.1) оказываются небольшими, а это приводит к

Рис. 6.5. Зависимости потребляемой, отдаваемой и рассеиваемой на коллекторе мощностей от амплитуды сигнала при работе в режиме А



снижению входного сопротивления каскада и увеличению входной мощности и мощности, потребляемой делителем R_{61} , R_{62} от источника питания. При практических значениях $a=0,75 \dots 0,9$, $b=1,1 \dots 1,5$, $\xi_i=0,8 \dots 0,95$, $u_{KЭ \min}=1 \dots 2$ В и $E_0=12 \dots 24$ В

$$P_{Kp \max} = (2,4 \dots 5,1) P_H. \quad (6.9)$$

Приемлемым окажется такой транзистор, у которого допустимая мощность рассеяния на коллекторе удовлетворяет условию

$$P_{K \max} \geq P_{Kp \max}. \quad (6.10)$$

Мощность $P_{K \max}$ зависит от максимальной температуры окружающей среды $t_{c \max}$, максимально допустимой температуры перехода $t_{п \max}$ и теплового сопротивления $R_{пс}$ промежутка переход—окружающая среда; в соответствии с (4.164):

$$P_{K \max} = (t_{п \max} - t_{c \max}) / R_{пс}. \quad (6.11)$$

При использовании радиатора с тепловым сопротивлением $R_{кс}$ в формуле (6.11) $R_{пс}$ заменяется на $R_{пк} + R_{пс}$, где $R_{пк}$ — тепловое сопротивление переход—корпус транзистора. При этом мощность $P_{K \max}$ удастся увеличить в несколько раз.

Зависимости АЧХ, ФЧХ и ПХ от параметров трансформатора были рассмотрены в § 4.12. Характеристики выходного дроссельного каскада (рис. 6.4), как и резисторного, определяют частоты полюсов:

$$f_{p1} \approx R_H / 2 \pi L, \quad (6.12)$$

а

$$f_{p2} \approx 1 / 2 \pi C_H R_H, \quad (6.13)$$

где $C_H = C_L + C_{\text{вых}}$ — общая шунтирующая емкость, образованная из емкости обмотки дросселя ($10 \dots 100$ пФ) и выходной емкости

усилительного элемента, который в ряде случаев можно пренебречь.

Для определения f_{p1} дроссельно-трансформаторного каскада (рис. 6.3) в (6.12) следует подставить общую индуктивность дросселя и первичной обмотки трансформатора, равную $LL_1/(L+L_1)$.

6.2.2. РЕЗИСТОРНЫЕ КАСКАДЫ

Резисторные выходные каскады применяются главным образом в операционных, а также в широкополосных и импульсных усилителях.

Каскады усиления напряжения. К широкополосному каскаду усиления напряжения предъявляются противоречивые требования. С одной стороны, для получения высокого выходного напряжения сопротивление резистора связи надо брать большим (при соответствующем напряжении питания), а с другой стороны, известно, что чем больше сопротивление элемента связи (нагрузки), тем меньше частота $f_v \sqrt{2}$. При выборе сопротивления резистора связи небольшим, требуемое выходное напряжение удастся получить только при большой амплитуде тока. В таких сложных условиях даже мощные усилительные элементы не всегда обеспечивают большую амплитуду тока, поэтому применяют коррекцию, в частности индуктивную. Если же и коррекции оказывается недостаточно, то используют каскады с распределенным усилением.

При усилении однополярных импульсных сигналов с большой скважностью, когда $T > 10t_{ин}$, целесообразно выбирать такой исходный режим, чтобы ток покоя был небольшим (рис. 6.6, а). Такой режим для импульсов положительной полярности обеспечивает транзистор $n-p-n$ -структуры или с n -каналом, а для импульсов отрицательной полярности — транзистор $p-n-p$ -структуры или с p -каналом. В противном случае (рис. 6.6, б) от источника питания потребляется заметно больший ток.

К каскадам усиления напряжения условно можно отнести также эмиттерный, истоковый и катодный повторители, так как при

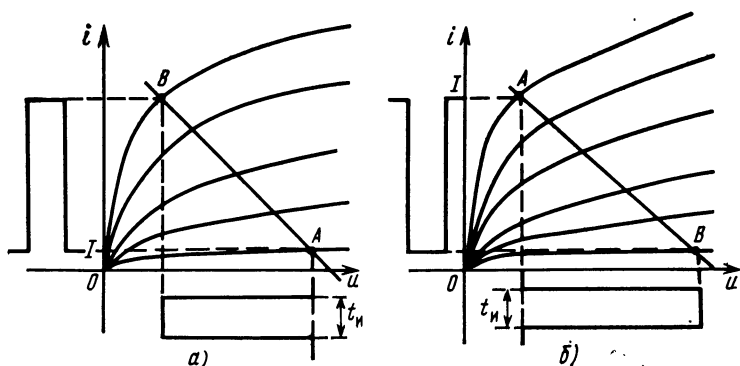


Рис. 6.6. Диаграмма работы усилительного элемента при усилении однополярных импульсов

емкостной нагрузке выходная мощность равна нулю. Схема эмиттерного повторителя, используемого в качестве выходного каскада, не имеет каких-либо особенностей (рис. 6.7, а). Резистор R_3 используется в качестве элемента связи транзистора с емкостью C_2 и для эмиттерной стабилизации вместе с делителем напряже-

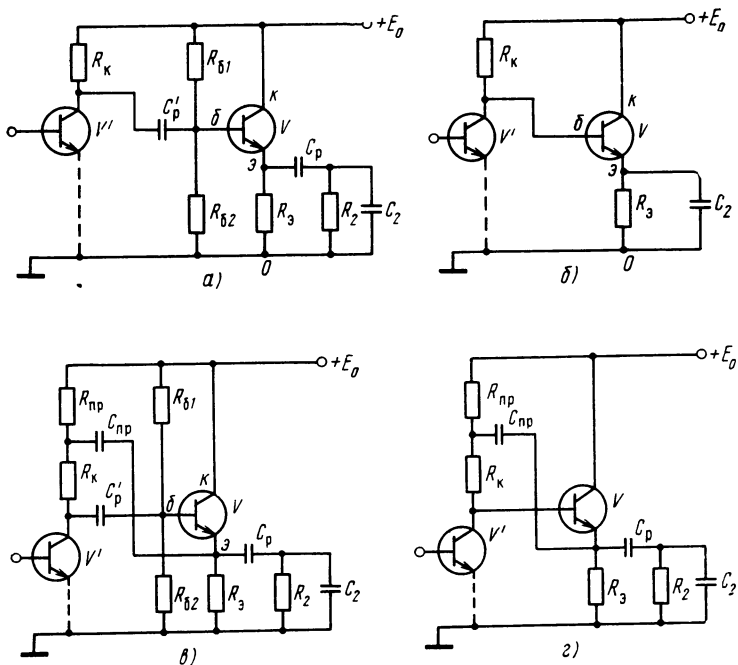


Рис. 6.7. Схемы эмиттерных повторителей

ния $R_{\delta 1}$, $R_{\delta 2}$ в цепи базы. Разделительные элементы C_p , R_2 препятствуют передаче постоянного напряжения, существующего между точками э и 0; сопротивление R_2 обычно выбирается сравнительно большим — порядка сотен килоом — и может не приниматься во внимание в качестве составляющей нагрузки транзистора R_n , т. е. $R_n \approx R_3$. Если на зажимах внешней нагрузки (C_2) допустимо постоянное напряжение, то выходная цепь выполняется с непосредственной связью, как показано на рис. 6.7, б.

Поскольку напряжение на входе эмиттерного повторителя превышает выходное, то при полном использовании его транзистора по напряжению от предвыходного каскада требуется получить сравнительно высокое напряжение, а это не удастся при обычных элементах связи. Для облегчения условий работы усилительного элемента предвыходного каскада следует добиваться того, чтобы сопротивление нагрузки переменному току было по возможности большим, а для этого нужно исключить делитель из цепи смещения (рис. 6.7, в); при непосредственной связи устраняются иска-

жения в области нижних частот (больших времен) и отсутствует малоудобный элемент связи — разделительный конденсатор.

Другим возможным решением является использование элементов $C_{\text{пр}}$, $R_{\text{пр}}$ (рис. 6.7, в). С помощью конденсатора $C_{\text{пр}}$ резистор $R_{\text{к}}$ по переменному току оказывается присоединенным к точкам б и э (а не б и к, как на рис. 6.7, а, б) и за счет меньшего напряжения сигнала, равного $U_{\text{бэп}} \ll U_{\text{кбт}} = U_{\text{бэп}} + U_{\text{кэт}}$, потребляет значительно меньший ток, что эквивалентно увеличению сопротивления $R_{\text{к}}$ в $U_{\text{кбт}}/U_{\text{бэп}}$ раз.

Естественно, сопротивление нагрузки переменному току будет еще больше, если использовать непосредственную связь (рис. 6.7, г). Наряду с этим вместо резистора $R_{\text{к}}$ можно применить ГСТ. При выборе сопротивления $R_{\text{пр}}$ надо считаться с тем, что по переменному току он шунтирует резистор связи $R_{\text{э}}$ и для того, чтобы существенно не ухудшить условия работы выходного транзистора, следует выдержать соотношение $R_{\text{пр}} > (5 \dots 10) R_{\text{э}}$.

Вместе с тем с точки зрения сохранения прежнего режима работы по постоянному току транзистора V' достаточно выполнить соотношение $R_{\text{пр}} < (0,1 \dots 0,3) R_{\text{к}}$.

Сопротивление нагрузки переменному току для транзистора V' (в области средних частот) (рис. 6.7, г).

$$R_{\text{н пр}} \approx h_{11 \text{ э эк}} + h_{21 \text{ э эк}} R_{\text{н}},$$

где

$$h_{11 \text{ э эк}} = h_{11 \text{ э}} R_{\text{к}} / (h_{11 \text{ э}} + R_{\text{к}}); \quad h_{21 \text{ э эк}} = h_{21 \text{ э}} R_{\text{к}} / (h_{11 \text{ э}} + R_{\text{к}}),$$

причем $h_{11 \text{ э}}$, $h_{21 \text{ э}}$ и $R_{\text{н}}$ относятся к выходному транзистору.

В области верхних частот характеристики эмиттерного повторителя, имеющего емкостную нагрузку, можно найти из формул (4.66) и (4.67), заменив в них $R_{\text{н}}$ на $1/(G_{\text{н}} + j\omega C_{\text{н}})$, где $G_{\text{н}} = 1/R_{\text{н}}$. Используя операторную форму записи, приходим к выражению (5.68), только в данном случае при $1 + h_{21 \text{ э}} \approx h_{21 \text{ э}}$

$$a = C_{\text{э'э}} / (g_{\text{э'э}} + S_i) \approx 1/f_{\text{ГР}}; \quad (6.14)$$

$$m = (C_{\text{эк}} + \lambda C_{\text{н}}) / (S_i + \lambda G_{\text{н}}); \quad (6.15)$$

$$n = (R_{\text{Г}} + r'_{\text{б}}) (C_{\text{к}} + C_{\text{н}}) C_{\text{э'э}} / (S_i + \lambda G_{\text{н}}); \quad (6.16)$$

$$K_{\text{Е}} = \frac{S_i}{S_i + \lambda G_{\text{н}}} = \frac{h_{21 \text{ э}} R_{\text{н}}}{R_{\text{Г}} + h_{11 \text{ э}} + h_{21 \text{ э}} R_{\text{н}}}. \quad (6.17)$$

где

$$\lambda = 1 + (R_{\text{Г}} + r'_{\text{б}}) g_{\text{э'э}}, \quad (6.18)$$

$$C_{\text{эк}} = [1 + (R_{\text{Г}} + r'_{\text{б}}) G_{\text{н}}] C_{\text{э'э}} + (R_{\text{Г}} + r'_{\text{б}}) S_i C_{\text{к}}. \quad (6.19)$$

Исследование выражения (5.78) показывает, что при сравнительно небольшой емкости $C_{\text{н}}$ полоса пропускания расширяется, а при соблюдении условия (5.79), которому соответствует $C_{\text{н}} = C_{\text{н опт}}$, АЧХ оказывается максимально плоской. Решая уравнения (5.79), (6.14), (6.15) и (6.16) относительно $C_{\text{н}}$, получаем

$$C_{\text{н опт}} \approx \frac{C_{\text{эк}} - (1 + \lambda G_{\text{н}}/S_i) C_{\text{э'э}}^2 - 2(S_i + \lambda G_{\text{н}})(R_{\text{Г}} + r'_{\text{б}}) C_{\text{э'э}} C_{\text{к}}}{2[(S_i + \lambda G_{\text{н}})(R_{\text{Г}} + r'_{\text{б}}) C_{\text{э'э}} - \lambda C_{\text{эк}}]}. \quad (6.20)$$

В переходном режиме так же, как у каскада с эмиттерной коррекцией, при емкости в эмиттерной цепи (в данном случае $C_{\text{н}}$), превышающий критическое

значение $C_{н\text{кр}}$, образуются выбросы, возрастающие с увеличением $C_{н\text{к}}$. Критическое значение этой емкости, определяемое из условия $\dot{m}=m/\sqrt{n}=2$, равно следующей величине:

$$C_{н\text{кр}} \approx \frac{C_{э\text{к}} - 4(S_i + \lambda G_{н\text{к}}) C_{г'э} C_{н\text{к}}}{2[2(S_i + \lambda G_{н\text{к}})(R_{г\text{к}} + r'_{г\text{к}}) C_{г'э} - \lambda C_{э\text{к}}]} \quad (6.21)$$

Выброс, время установления и частоту $f_{в\sqrt{2}}$ эмиттерного повторителя, работающего на емкостную нагрузку, можно определить с помощью (5.81), (5.48) и рис. 5.24, 5.25.

Пример. Требуется рассчитать эмиттерный повторитель, выполненный на транзисторе КТ326Б с параметрами $h_{21э}=85$, $r'_{г\text{к}}=90$ Ом, $r_{г'э}=770$ Ом ($g_{г'э}=0,0147$ См), $S_i=0,125$ См, $C_{г'э}=50$ пФ, $C_{н\text{к}}=2,5$ пФ (см. пример в п. 5.3.1) и работающий от источника сигнала с сопротивлением $R_{г\text{к}}=500$ Ом на нагрузку с сопротивлением $R_{н\text{к}}=500$ Ом и емкостью $C_{н\text{к}}$, равной 0 и $C_{н\text{кр}}$.

Сквозной коэффициент усиления, частоту $f_{в\sqrt{2}}$, время установления при отсутствии емкостной составляющей у нагрузки находим по формулам (6.17), (4.66) и (5.48) с учетом (6.19) при $1+h_{21э} \approx h_{21э}$:

$$K_E = \frac{h_{21э} R_{н\text{к}}}{R_{г\text{к}} + h_{11э} + h_{21э} R_{н\text{к}}} = \frac{85 \cdot 500}{500 + 860 + 85 \cdot 500} = 0,97;$$

$$C_{э\text{к}} = [1 + (R_{г\text{к}} + r'_{г\text{к}}) G_{н\text{к}}] C_{г'э} + (R_{г\text{к}} + r'_{г\text{к}}) S_i C_{н\text{к}} = [1 + (500 + 90) 0,002] 50 + (500 + 90) 0,125 \cdot 5 = 477 \text{ пФ};$$

$$\lambda = 1 + (R_{г\text{к}} + r'_{г\text{к}}) g_{г'э} = 1 + (500 + 90) 0,00147 = 1,87;$$

$$f_{в\sqrt{2}} = f_{пкЕ} = \frac{\lambda + S_i R_{н\text{к}}}{2\pi C_{э\text{к}} R_{н\text{к}}} = \frac{0,159(1,87 + 0,125 \cdot 500)}{4,77 \cdot 10^{-12} \cdot 500} = 42,8 \cdot 10^6 \text{ Гц} = 42,8 \text{ МГц},$$

$$t_y = 0,35/f_{в\sqrt{2}} = 0,35/42,8 \cdot 10^6 = 8,35 \cdot 10^{-9} \text{ с} = 8,35 \text{ нс}.$$

Далее, используя выражения (6.20), (6.21), (6.14)—(6.16), (5.80), (5.81), (5.48) и рис. 5.24 и 5.25, определяем $C_{н\text{орт}}$, $C_{н\text{кр}}$ и соответствующие этим значениям параметры a , m , n , \dot{a} , \dot{m} , δ , t_y , $f_{в\sqrt{2}}$. Результаты расчета сведены в табл. 6.1.

Таблица 6.1

Результаты расчета параметров эмиттерного повторителя

$C_{н\text{к}}$, пФ	a , нс	m , нс	n , (нс) ²	\dot{a}	\dot{m}	δ , %	t_y	t_y , нс	$f_{в\sqrt{2}}$, МГц
11,3 (критическое)	0,4	3,87	3,74	0,206	2,00	0	3,26	6,4	54,7
32 (при оптимальной АЧХ)	0,4	4,18	8,50	0,015	1,42	4	2,00	5,9	59,3

Примечание. При $C_{н\text{к}} = 0$ $t_y = 8,35$ нс, $f_{в\sqrt{2}} = 42,8$ МГц.

Полученные выражения (6.14) ... (6.21) можно распространить на истоковый и катодный повторители с учетом различия структуры и обозначений параметров эквивалентных схем. Так, для истокового повторителя с емкостной нагрузкой $C_{н\text{к}} \approx C_{22и} + C_{м\text{к}} + C_2$,

где C_2 — емкость внешней нагрузки, следует принять: $r'_6=0$, $g_{6'3}=0$, $S_i=S$, $C_{6'3}=C_{11н}-C_{12н}$, $C_K=C_{12н}$, а также $h_{113}=\infty$, $h_{213}=\infty$, $h_{213}/h_{113}=S$.

У эмиттерного, истокового и катодного повторителей, работающих на емкостную нагрузку, есть одна особенность, на которой следует остановиться. При усилении импульсов с крутыми фронтами и срезом, т. е. с временем установления, меньшим, чем у повторителя (считая от входного электрода, т. е. для $R_r=0$), которое для эмиттерного повторителя

$$t_y \approx (2,2 m) R_{r=0} = \frac{(1 + r'_6 G_H) C_{6'3} + S_i r'_6 C_K + (1 + r'_6 g_{6'3}) C_H}{S_i + (1 + r'_6 g_{6'3}) G_H},$$

а для истокового

$$t_y \approx 2,2 (C_{11н} - C_{12н} + C_H) / (S + G_H),$$

выходное напряжение $u_2(t)$ изменяется медленнее, чем входное $u_1(t)$; в результате возникает большой перепад напряжения на входных зажимах усилительного элемента, т. е. $u_1(t)$, сдвигающий рабочую точку либо в область отсечки [$i_3(t) \rightarrow 0$ или $i_H(t) \rightarrow 0$], либо в область насыщения [$u_{K3}(t) \rightarrow 0$ или $u_{CH}(t) \rightarrow 0$]. Но в этих областях усилительные свойства резко ослаблены, а выходное сопротивление за счет слабого действия обратной связи оказывается весьма большим, в результате скорость переходного процесса определяется в основном постоянной времени $(C_{6'3} + C_H) R_H$ или $(C_{11н} - C_{12н} + C_H) R_H$. Для устранения этого нежелательного явления следует использовать, с одной стороны, широкополосные усилительные элементы, а с другой стороны, более мощные усилительные элементы, и повысить напряжение питания.

Каскады усиления мощности. С точки зрения построения широкополосные каскады усиления мощности имеют много общего с каскадами усиления напряжения, а иногда между ними и вовсе нет различия. Например, если у каскада усиления напряжения сопротивление (резистор) является элементом связи, то у каскада усиления мощности таким же образом расположенный элемент может представлять собой внешнюю нагрузку. Среди каскадов с непосредственной связью наибольшее применение нашли эмиттерный, истоковый и катодный повторители, поскольку между ними и внешней нагрузкой могут отсутствовать элементы связи. Дело в том, что в сложных системах приходится передавать сигналы от одного устройства к другому с помощью коаксиального кабеля, чтобы защитить цепь сигнала от помех, особенно от переменных электрических полей. Так, при большой длине кабеля можно обеспечить режим бегущих волн, при котором искажения фронта оказываются минимальными. Естественно, что в этом случае на дальнем конце кабель нагружается на сопротивление, равное его характеристическому сопротивлению Z_c обычно порядка 75—160 Ом. Если длина кабеля невелика, то влияние кабеля сказывается в виде шунтирующего действия его емкости, погонные значения ко-

торой обычно заключены в пределах от 25 до 150 пФ/м. В таких условиях согласования на выходе кабеля не требуется и нагрузка, сопротивление которой не обязательно равно характеристическому, может находиться в начале линии.

При очень большой длине кабеля, когда в нем из-за неоднородности начинает сказываться отражение волн, требуется согласование с обеих сторон, и это вполне возможно, так как выходное сопротивление эмиттерного повторителя, согласно (4.59) равное $R_{\text{вых}} \approx (R_{\Gamma} + h_{11a})/h_{21a}$, где R_{Γ} — сопротивление цепи, расположенной левее точек b и O , может быть получено порядка десятков ом. В необходимых случаях согласование на входе достигается с помощью добавочных сопротивлений или введения в каскад двух параллельно соединенных транзисторов и т. д.

В такой же степени для связи с нагрузкой через кабель может быть использован истоковый (катодный) повторитель, выходное сопротивление которого близко к $1/S$, а так как крутизна у некоторых приборов составляет десятки миллисименсов, то получение $R_{\text{вых}}$ требуемого порядка вполне реализуемо.

Нагрузочные прямые для постоянного и переменного токов при непосредственной связи с нагрузкой, подключенной через кабель, сливаются, и тогда $U_{\text{кз}} \approx E_0/2$, $U_{\text{си}} \approx E_0/2$ и т. п. В этих условиях КПД не превышает 25%.

Схема каскада усиления мощности с RC -связью (см. рис. 5.12) не отличается от схемы каскада усиления напряжения. Основной особенностью условий работы усилительного элемента является то, что сопротивление внешней нагрузки R_2 здесь одного порядка с сопротивлением элемента связи $R_{\text{к}}$ и, следовательно, $R_{\text{н}} = R_{\text{к}}R_2/(R_{\text{к}} + R_2)$.

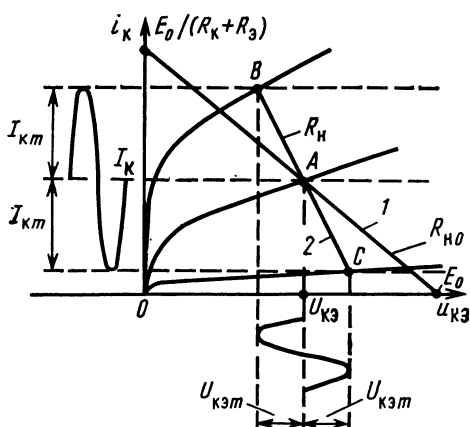


Рис. 6.8. Диаграмма работы транзистора:

1 и 2 — нагрузочные прямые для постоянного и переменного токов соответственно

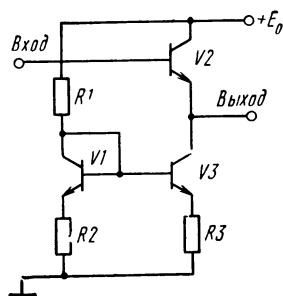


Рис. 6.9. Схема однотактного выходного каскада усиления мощности с ГСТ в качестве элемента связи

Для расширения полосы пропускания можно использовать высокочастотную эмиттерную или индуктивную коррекцию.

Схемы каскадов такого же рода на основе эмиттерного повторителя не отличаются от изображенных на рис. 6.7.

Из диаграммы режима работы на средних частотах, например биполярного транзистора (рис. 6.8), видно, что за счет большого падения постоянного напряжения на элементах связи и стабилизации режима $R_K + R_3$, напряжение на коллекторе U_{K3} оказывается заметно меньше, чем у источника питания E_0 , а полезная проводимость нагрузки $G_2 = 1/R_2$ является частью общей проводимости нагрузки $G_H = 1/R_K + 1/R_2$, в результате КПД и выходная мощность (при фиксированных значениях E_0 и I_K) оказываются во много раз меньше, чем допускает работа в режиме А, например, при трансформаторной связи с нагрузкой. У таких каскадов максимальное значение КПД, получаемое при $R_2/R_K = 0,707$ и 100%-ном использовании питающего напряжения, составляет 8,6%. При этом теоретически КПД можно довести до 25%, если в качестве элемента связи в однотактном каскаде с ОЭ, ОК и т. п. вместо резистора использовать ГСТ (рис. 6.9). Это объясняется тем, что ГСТ обладает весьма высоким дифференциальным сопротивлением и поэтому практически не потребляет мощности переменного тока.

6.3. ДВУХТАКТНЫЕ ВЫХОДНЫЕ КАСКАДЫ

Основным достоинством двухтактного каскада является возможность использования экономичного режима В без заметных нелинейных искажений. Последнее объясняется свойством двухтактной схемы компенсировать четные гармоники.

Если двухтактный каскад выполнен на однотипных усилительных элементах (транзисторах одной и той же структуры или лампах), то они возбуждаются источником двухфазного напряжения (0 и 180°), получаемого от фазоинверсного каскада или трансформатора, вторичная обмотка которого имеет вывод от средней точки (рис. 6.10). Поскольку трансформаторы создают частотные и нелинейные искажения (последние — вследствие нелинейных свойств магнитного материала сердечника), то за счет больших фазовых сдвигов в области верхних частот затрудняется или становится невозможным применение глубокой ОС. Сами трансформаторы громоздки, обладают большой массой и, в отличие от трансформаторов, диодов и резисторов, не смогут служить элементами ИМС.

В последние годы наметилась тенденция к отказу от использования трансформаторных двухтактных каскадов на транзисторах. Но это не исключает, в частности при работе на двухпроводную линию или для повышения напряжения, подводимого к электростатическому громкоговорителю, применения трансформатора в форме навесного (т. е. внешнего) элемента связи, органически не

входящего в состав усилителя. Кроме того, трансформаторы необходимы в схемах сложения мощностей.

В бестрансформаторных схемах легко осуществлять непосредственную связь между каскадами (без разделительных конденсаторов) и гальваническую обратную связь, при которых число элементов уменьшается и стабилизируется режим работы по постоянному току.

Название «бестрансформаторный каскад» в общем случае носит условный характер; дело в том, что только простейший вариант на рис. 4.41 (на транзисторах) соответствует этому наименованию, так как здесь мы действительно имеем каскад. У более

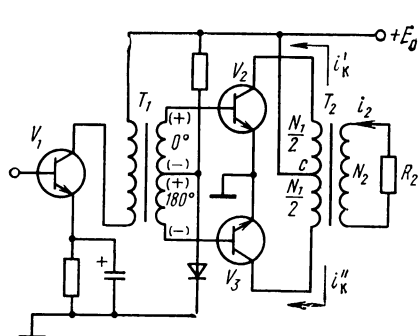


Рис. 6.10. Схема усилителя с двухтактным трансформаторным каскадом

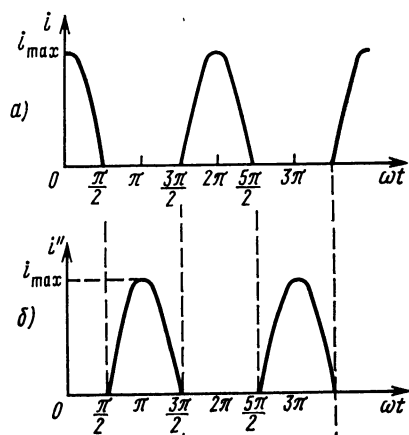
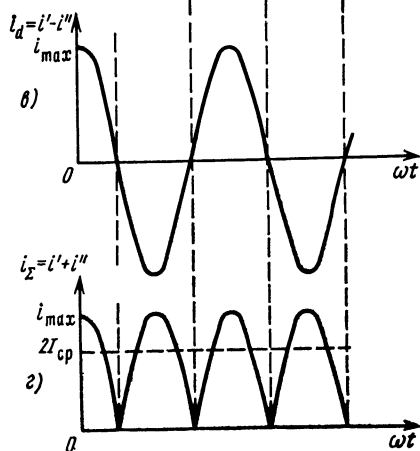


Рис. 6.11 Временные диаграммы токов усилительных элементов и образованных из них разностного и суммарного токов



сложных усилителей применяют двух-трехэлементные составные транзисторы в каждом плече, которое, по сути дела, представляют собой двух-трехкаскадные усилители.

Такие комбинации, включая и самую простую на рис. 4.41, назовем выходными *бестрансформаторными двухтактными группами* (каскадов). Эти выходные группы подразделяются на образованные из одиночных транзисторов, из составных попарно комплементарных транзисторов, из составных квазикомплементарных транзисторов.

Ток усилительного элемента, работающего с углом отсечки $\theta=90^\circ$ (рис. 4.30), в соответствии с (4.156) содержит постоянную составляющую, первую гармонику и ряд четных гармоник. Если двухтактный каскад выполнен на усилительных элементах одной и той же структуры, то их токи имеют одинаковые направления, причем эти элементы открываются попеременно, т. е. со сдвигом во времени на $\pi/2$, а по фазе на 180° , как показано на рис. 6.11, а, б. Выходной ток должен быть пропорционален разности токов i' и i'' усилительных элементов. Амплитуда разностного тока $i_d=i'-i''$ равна i_{\max} (рис. 6.11, в). От источника питания при трансформаторной схеме двухтактного каскада потребляется суммарный ток (рис. 6.11, г) $i_\Sigma=i'+i''$, образованный из постоянной составляющей и ряда четных гармоник. У бестрансформаторных каскадов ток, проходящий через источник питания, по форме и по составу [формула (4.156)] не отличается от тока одного из усилительных элементов.

В идеализированном режиме В ток покоя, например, $I_K=0$. В реальных условиях при $I_K=0$ из-за нелинейности характеристики прямой передачи усилительных элементов, особенно ее начального участка, изменение тока во времени отвечает режиму С (рис. 4.31), при котором разностный ток (рис. 6.12) содержит явно вы-

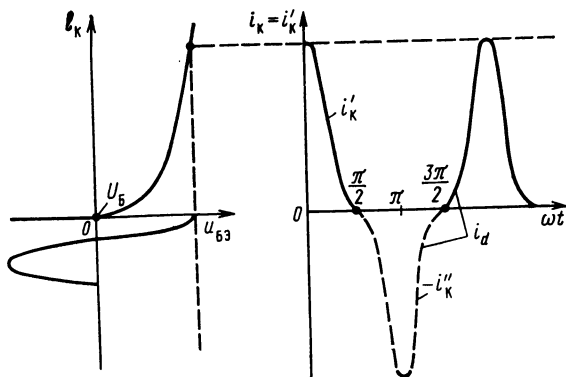


Рис. 6.12. Возникновение нелинейных искажений типа центральной отсечки при напряжении смещения, равном нулю

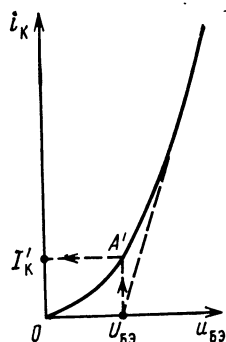


Рис. 6.13. Определение координат точки покоя при работе в режиме В

раженные нечетные гармоники. Для уменьшения этих искажений (типа центральной отсечки, рис. 2.27) на входной электрод подается соответствующее напряжение смещения (рис. 6.13).

При подаче на базу напряжения $U_{БЭ}$, выбранного в соответствии с рис. 6.13, импульсы коллекторных токов несколько пере-

крываются, а колебания разностного тока оказываются близкими к гармоническим (рис. 6.14).

При выполнении двухтактного каскада на комплементарных транзисторах (рис. 4.41) выходной ток равен не разности, а сумме противоположно направленных токов i'_K и i''_K , т. е.

$$i_d = i'_K + i''_K, \quad (6.22)$$

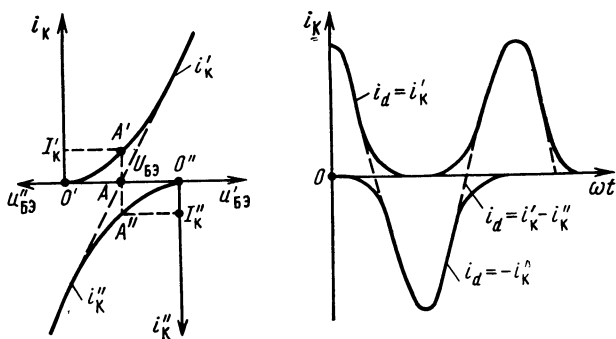


Рис. 6.14. Сопряженные характеристики и временные зависимости при напряжении смещения, найденном по рис. 6.13.

причем через отдельно взятый источник питания проходит ток только одного транзистора (рис. 6.11, а или б), т. е. i'_K (или i''_K), который содержит все составляющие, входящие в ряд (4.156).

Поскольку усилительные элементы работают поочередно, то, как только ток одного из них достигает максимального значения $i_{K \max}$ (рис. 6.15), другой оказывается практически закрытым, поэтому максимальное значение разностного тока, близкое к амплитуде его первой гармоники, равно

$$I_{dm} \approx i_{K \max}. \quad (6.23)$$

Разностный ток покоя, как видно из рис. 6.14 и 6.15, равен нулю, а полное изменение коллекторного напряжения связано с $i_{K \max}$ через сопротивление нагрузки R_H :

$$U_{K3m} \approx R_H i_{K \max}. \quad (6.24)$$

Колебательная мощность, получаемая от обоих транзисторов при совместной работе на общую нагрузку R_H ,

$$P_H = \frac{U_{K3m} I_{dm}}{2} = \frac{U_{K3m} i_{K \max}}{2} = \frac{R_H i_{K \max}^2}{2}. \quad (6.25)$$

Мощность, потребляемая от источника питания, определяется как произведение E_0 на $2I_{K \text{ ср}}$ (рис. 6.11); с учетом (4.157)

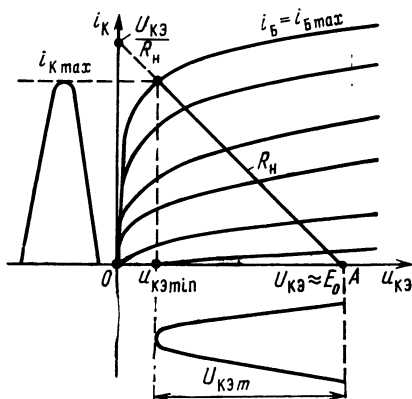


Рис. 6.15. Диаграмма работы двухтактного каскада в режиме В

$$P_{0K} = 2E_0 I_{K \text{ ср}} = (2/\pi) E_0 i_{K \text{ max}}. \quad (6.26)$$

У каскада с последовательным питанием транзисторов, например, показанного на рис. 4.41, постоянная составляющая тока, потребляемая от источника питания, $I_{K \text{ ср}} = i_{K \text{ max}}/\pi$, а суммарное напряжение питания составляет $2E_0$, поэтому потребляемая мощность не отличается от определяемой по формуле (6.26).

Коэффициент полезного действия

$$\eta = \frac{P_n}{P_{0K}} = \frac{\pi}{4} \frac{U_{KЭ} m}{E_0} = \frac{\pi}{4} \xi \quad (6.27)$$

теоретически зависит от коэффициента использования, в данном случае коллекторного напряжения

$$\xi = U_{KЭ} m / U_{KЭ} = U_{KЭ} m / E_0. \quad (6.28)$$

При работе в режиме В предельное максимальное значение КПД составляет 78,5%, а при достижимом значении $\xi = 0,9$, $\eta = 70\%$. Отсюда видно, что режим В более экономичен, чем режим А. Это объясняется еще и тем, что в реальных условиях, когда амплитуда сигнала изменяется, лишь в отдельные моменты достигая максимального значения, средний за большой промежуток времени потребляемый ток, а следовательно и энергия, оказываются меньшими максимальных. Например, в усилителе звуковой частоты среднее потребление энергии при одной и той же номинальной мощности P_n в режиме В оказывается примерно в 10 раз меньше, чем в режиме А.

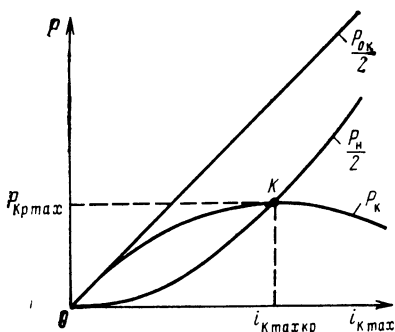


Рис. 6.16. Зависимость мощностей от амплитуды сигнала при работе в режиме В

Мощность рассеяния на коллекторе (на стоке, на аноде) $P_K = (P_{0K} - P_n)/2$ здесь также зависит от амплитуды сигнала. Используя (6.25) и (6.26), узнаем, что

$$P_K = E_0 i_{K \text{ max}}/\pi - R_n i_{K \text{ max}}^2/4. \quad (6.29)$$

Исследуя зависимость P_K от $i_{K \text{ max}}$ (рис. 6.16) на максимум, находим критическое значение

$$i_{K \text{ max кр}} = 2E_0/\pi R_n, \quad (6.30)$$

при котором мощность рассеяния на коллекторе максимальна:

$$P_{K \text{ p max}} = E_0^2/\pi^2 R_n. \quad (6.31)$$

В критической точке κ коэффициент использования коллекторного напряжения, как следует из формул (6.24), (6.25) и (6.30),

$$\xi_{\text{кр}} = \frac{U_{KЭ} m_{\text{кр}}}{E_0} = \frac{R_n i_{K \text{ max кр}}}{E_0} = \frac{2}{\pi} = 0,636, \quad (6.32)$$

а КПД

$$\eta_{\text{кр}} = \pi \xi_{\text{кр}} / 4 = 50\% . \quad (6.33)$$

Так как в большинстве случаев при номинальном значении сигнала $\xi = \xi_{\text{max}} > 0,636$, то мощность рассеяния на коллекторе оказывается максимальной при амплитуде сигнала, не доходящей до номинальной.

Для выбора транзистора необходимо установить соотношение между $P_{\text{кр max}}$ и $P_{\text{н}}$.

Разделим (6.31) на (6.25):

$$\frac{P_{\text{кр max}}}{P_{\text{н}}} = \frac{2E_0^2}{\pi^2 R_{\text{н}}^2 i_{\text{к max}}^2} .$$

Используя (6.24) и (6.28), получаем

$$P_{\text{кр max}} = 2P_{\text{н}} / \pi^2 \xi^2 , \quad (6.34)$$

а при $\xi = 0,9$

$$P_{\text{кр max}} \approx 0,25 P_{\text{н}} . \quad (6.35)$$

Так как при работе в режиме А потребляемая мощность практически не зависит от амплитуды сигнала, то мощность рассеяния на коллекторе $P_{\text{к}} = P_{0\text{к}} - P_{\text{н}}$ оказывается максимальной при самом слабом сигнале, т. е. при $P_{\text{н}} = 0$, следовательно, $P_{\text{кр max}} = P_{0\text{к}}$. Принимая во внимание равенство (4.154), находим

$$P_{\text{кр max}} = P_{\text{н}} / \eta . \quad (6.36)$$

В реальных условиях при работе в режиме А $\eta \leq 25 \dots 40\%$; для двухтактного каскада

$$P_{\text{кр max}} = P_{\text{н}} / 2\eta = (1,25 \dots 2) P_{\text{н}} \quad (6.37)$$

при одинаковом числе усилительных элементов оказывается в 5...8 раз больше, чем в режиме В.

Вследствие высокой экономичности и эффективности режим В используется прежде всего в двухтактных каскадах большой и средней мощности, а при дорогостоящих источниках питания (сухих элементах, аккумуляторах) — в каскаде любой мощности.

6.3.2. ТРАНСФОРМАТОРНЫЕ КАСКАДЫ

Для получения неискаженных колебаний в цепи нагрузки, как было показано на рис. 6.11, необходимо вычитать токи $i'_{\text{к}}$ и $i''_{\text{к}}$. В схеме на рис. 6.10 непосредственно эту операцию выполнить нельзя; однако, используя выходной трансформатор с первичной обмоткой, от которой выведена средняя точка s , можно определить изменение магнитодвижущей силы (напряженности поля), пропорциональное разности токов $i'_{\text{к}}$ и $i''_{\text{к}}$. Поскольку, как видно из рис. 6.10, токи $i'_{\text{к}}$ и $i''_{\text{к}}$ направлены противоположно, то напряженность магнитного поля окажется пропорциональной разности числа ампервитков, т. е. разности токов

$$(N_1/2) i'_K - (N_1/2) i''_K = (N_1/2) (i'_K - i''_K).$$

Разностный ток $i_d = i'_K - i''_K$, как видно из рис. 6.11,в и 6.14, оказывается переменным. В этом случае, особенно в области средних частот, где не сказывается рассеяние и потребление тока индуктивностью первичной обмотки, справедлив закон равенства магнитодвижущих сил, в данном случае

$$N_2 i_2 = (N_1/2) (i'_K - i''_K).$$

Последнее означает, что ток, протекающий через внешнюю нагрузку R_2 , оказывается пропорциональным разности токов усиленных элементов.

В режиме В транзисторы практически открываются поочередно, так, при обозначенной на рис. 6.10 мгновенной полярности входного напряжения открыт транзистор V_2 , нагрузкой которого является входное сопротивление одной половины трансформатора T_2 . В области средних частот это сопротивление равно $R_H = r_1/2 + (r_2 + R_2) n^2$, где r_1 — сопротивление первичной обмотки $n_H = N_2/(N_1/2) = 2N_2/N_1 = 2n_T$, при этом $n_T = N_2/N_1$ и $R_H = r_1/2 + (r_2 + R_2)/4n^2$.

Рассмотрим свойства двухтактного каскада.

Компенсация четных гармоник. Четные гармоники, входящие в состав токов плеч каскада, изменяются синфазно, в чем можно убедиться, заменив в (4.156) ωt на $\omega(t + T/2) = \omega t + \pi$, и, следовательно, при вычитании взаимно уничтожаются. Это свойство двухтактного каскада можно выявить и с помощью рис. 6.11 и 6.14. За счет компенсации четных гармоник и оказывается возможным использование режима В.

Отсутствие постоянного намагничивания магнитной цепи выходного трансформатора. При отсутствии сигнала через первичную обмотку протекают токи покоя I'_K и I''_K , создающие равные и противоположно направленные магнитные поля, иначе говоря, разностный ток покоя равен нулю. При наличии сигнала магнитные поля, обусловленные постоянными составляющими $I'_{K\text{ ср}}$ и $I''_{K\text{ ср}}$, подобным же образом компенсируются. Это позволяет при равной мощности значительно уменьшить габариты, массу и стоимость выходного трансформатора.

Относительно небольшая чувствительность к пульсациям питающего напряжения. При пульсациях напряжения E_0 токи покоя обоих плеч изменяются одинаково, поэтому их разность продолжает оставаться равной нулю. При сигнале возникает слабо выраженный эффект модуляции фоном. В двухтактном каскаде допускаются пульсации, примерно в 5 раз больше, чем в одноктактном, за счет чего удается упростить сглаживающий фильтр, в частности, выпрямителя.

Отсутствие тока основной частоты в цепи источника питания. Как видно из рис. 6.11,в, суммарный ток не содержит составляющей с частотой f , которая может, пройдя через источник питания, попасть в первые каскады усилителя и вызвать паразитную гене-

рацию, устраняемую с помощью развязывающих фильтров (§ 4.11). В данном случае можно несколько упростить межкаскадный фильтр, например, взять меньшую (примерно в 5 раз) емкость конденсатора C_Φ .

Перечисленные полезные свойства двухтактного каскада в полной мере реализуются при симметрично выполненным плечам. Вследствие разброса характеристик и параметров транзисторов и ламп полной симметрии достичь не удается. Степень асимметрии необходимо учитывать, в частности, при расчете коэффициента гармоник.

В усилителях сравнительно большой мощности ($P_2 > 200 \dots 500$ Вт), где используется фиксированное смещение, как и показано на рис. 6.10, как правило, находит применение режим В с сеточным током, позволяющий наиболее полно использовать лампы по мощности и получать высокий КПД, особенно у триодов. В этом режиме $u_{c \max} = U_c + U_{cm} > 0$ и в отдельные промежутики времени $u_c > 0$, и тогда появляется сеточный ток с максимальным значением $i_{c \max}$ (рис. 6.17). Режим В с сеточным током позволяет получить большой размах импульсов анодного тока, что способствует повышению КПД.

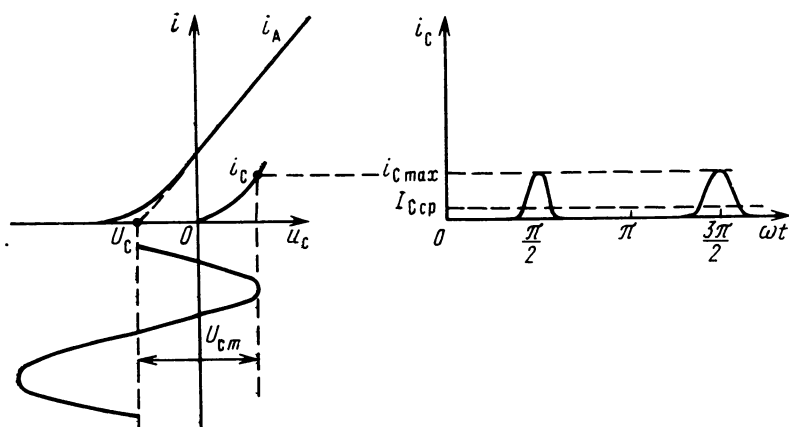


Рис. 6.17. Временная зависимость сеточного тока при работе лампы в режиме В

6.3.3. ДРОССЕЛЬНЫЕ КАСКАДЫ

Вследствие нелинейности и малого входного сопротивления лампы, работающей с сеточным током, для возбуждения двухтактного каскада приходится использовать специальные каскады с малым выходным сопротивлением как для переменного, так и для постоянного тока, называемые мощными предвыходными.

По отношению к выходному каскаду предвыходной представляет собой источник ЭДС, которую мы будем считать гармонической, с внутренним сопротивлением $R_{гпр}$ (рис. 6.18). Если сеточ-

ный ток имеет форму коротких импульсов (рис. 6.19), то на внутреннем сопротивлении этого источника ЭДС теряется напряжение $R_{гпр} i_c$, т. е. $u_c = e_c - R_{гпр} i_c$, а при отсутствии сеточного тока $u_c = e_c$. Из рис. 6.19 видно, что форма напряжения u_c искажается.

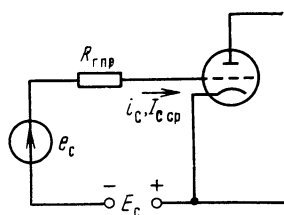


Рис. 6.18. Представление мощного предвыходного каскада в виде источника ЭДС

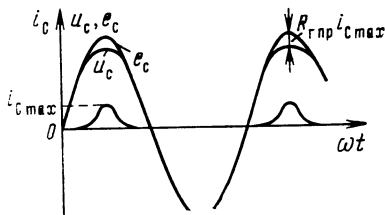


Рис. 6.19. Искажение входного напряжения на сетке лампы выходного каскада, вызванное импульсами сеточного потока

Известный метод расчета коэффициента гармоник по нескольким ординатам динамической характеристики, в данном случае метод двух ординат, позволяет оценить искажения, возникающие при работе с током сетки:

$$k_{гс} = \frac{U_{с мз}}{U_{с м1}} \approx \frac{R_{гпр} i_{с max}}{3U_{с м}},$$

где $U_{с м1}$ и $U_{с мз}$ — первая и третья гармоники искаженного напряжения, а $U_{с м}$ — размах сеточного напряжения при номинальной выходной мощности.

Для получения небольшого коэффициента гармоник необходимо, чтобы $R_{гпр}$ было мало. Можно уменьшить и $i_{с max}$, но при этом уменьшается и мощность рассеивания на аноде, т. е. лампа не полностью используется по мощности. Для уменьшения входного сопротивления лампы предвыходного каскада следует включить по схеме катодного повторителя, благодаря чему можно получить $k_{гс} \leq 1\%$.

Постоянная составляющая сеточного тока $I_{с ср}$ зависит от амплитуды сигнала. При прохождении ее через внутреннее сопротивление предвыходного каскада постоянному току $R_{г0}$, на нем теряется напряжение, равное $R_{г0} I_{с ср}$ и направленное от сетки лампы выходного каскада, поэтому абсолютное значение напряжения смещения повышается: $U_c = E_c - R_{г0} I_{с ср}$, что приводит к переходу от режима В к режиму С (рис. 4.31), при этом возникают нелинейные искажения типа центральной отсечки (рис. 2.27). Чтобы избавиться от такого рода искажений, достаточно получить $R_{г0} I_{с ср} < (0,03 \dots 0,05) |U_c|$, для чего в качестве элемента связи катодного повторителя в простейшем случае можно использовать дроссель (рис. 6.20). Недостатком такой схемы является взаимосвязь режимов работы по постоянному току ламп V_1 , V_2 и V_3 , V_4 за счет сопротивления дросселя и того, что напряжение анод-

ного питания ламп V_1, V_2 равно сумме $E_{\text{опр}} + |E_c|$. Чтобы сделать режимы работы ламп независимыми, дроссель выполняют двухобмоточным с одинаковым числом витков, а чтобы исключить влияние индуктивности рассеяния (между обмотками), к синфазным выводам обмоток подключают конденсаторы высокочастотного обхода $C_1 \dots C_4$ ¹ емкостью порядка сотых и десятых долей микрофарады. Такая схема пригодна и для пентодов в триодном включении. Если необходимо сохранить свойственные пентоду характеристики и параметры, следует применять трехобмоточный дроссель и отдельный источник питания экранирующей сетки (рис. 6.21).

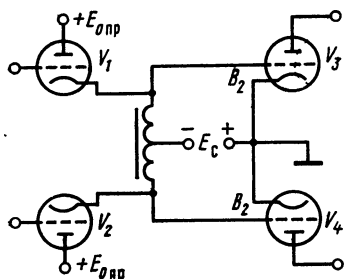


Рис. 6.20. Схема простейшего дроссельного предвыходного каскада

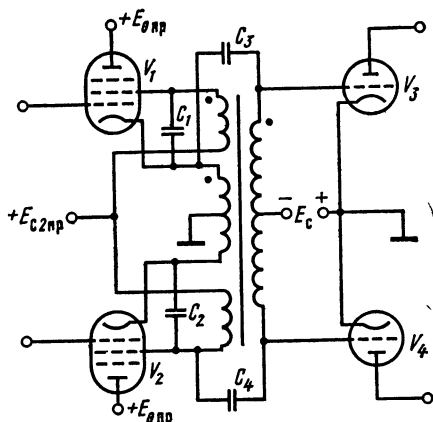


Рис. 6.21. Схема предвыходного каскада с трехобмоточным дросселем

6.3.4. БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫЕ ДВУХТАКТНЫЕ ГРУППЫ КАСКАДОВ

Выходные группы, образованные из одиночных комплементарных транзисторов. Одна из возможных схем бестрансформаторного усилителя с выходной парой комплементарных транзисторов была показана на рис. 4.41. На базы выходных транзисторов V_4, V_5 подается небольшое (в отличие от требуемого для работы в режиме А) напряжение смещения, снимаемое с диодов V_1, V_2 . Сопротивление открытых диодов сравнительно мало и в первом приближении можно считать, что базы транзисторов V_4, V_5 непосредственно присоединены (по сигналу) к коллектору транзистора V_3 . Используемая здесь диодная стабилизация обеспечивает постоянство токов покоя выходных транзисторов. При последовательном питании транзисторов V_4, V_5 существенно важно поддерживать напряжение питания одинаковым в рабочих усло-

¹ Без таких конденсаторов двухобмоточное устройство представляет собой трансформатор, что приводит к ухудшению АЧХ и появлению недопустимо больших фазовых сдвигов.

виях, т. е. при изменении температуры, разбросе параметров и т. д. Для этого применяется общая ОС по напряжению, здесь параллельная, цепь которой образована из резисторов R_1, R_2 .

Двухтактный каскад работает следующим образом. В состоянии покоя транзисторы V_4, V_5 почти закрыты. При появлении на коллекторе транзистора V_3 мгновенного напряжения, например, положительной полярности $n-p-n$ -транзистор V_4 открывается (точнее заметно увеличиваются токи) и через внешнюю нагрузку B_1 проходит ток, направленный в ее сторону. Во втором полупериоде полярность напряжения на коллекторе V_3 меняется и открывается $p-n-p$ -транзистор V_5 второго плеча, импульс тока теперь направлен от корпуса к нагрузке B_1 и к точке э. В результате при гармоническом сигнале на входе через нагрузку усилителя протекает переменный ток.

Поскольку у транзисторов V_4, V_5 входное напряжение приложено к промежутку база—коллектор, а нагрузка подключена к выводам эмиттера и коллектора, эти транзисторы работают по схеме с ОК, поэтому напряжение на их входе превышает выходное напряжение. Получение от предвыходного резисторного каскада сравнительно высокого напряжения сигнала, которое необходимо для полного возбуждения выходных транзисторов, чтобы они работали с предельно большим использованием коллекторного напряжения ($\xi = U_{кэм}/E_0 = 0,85 \dots 0,9$) и, следовательно, с высоким КПД ($\eta \rightarrow 0,67 \dots 0,71$) и минимальной мощностью рассеяния на коллекторе, возможно, если практически исключить потребление тока (сигнала) элементом связи.

Эту важную задачу можно решить несколькими способами. Один из них основан на соединении резистора связи R_3 (рис. 4.41) с точкой э, при этом напряжение между точками э и б окажется много меньше напряжения между точками к и б. Допустим сначала, что резистор R_5 и конденсатор C_3 отсутствуют; в этом случае резистор связи R_3 по переменному току соединен с точками б и к и находится под высоким (входным) напряжением $(U_{бэм} + U_{кэм})_{V_4, V_5}$, за счет чего потребляет большой ток (частоты сигнала), который, как правило, не удастся получить от транзистора V_3 . Действительно, нагрузочная прямая для переменного тока (2 на рис. 6.22), наклон которой зависит от сопротивления

$$R_{н V_3} = R_3 R_{вх V_4} / (R_3 + R_{вх V_4}) < R_3 + R_4 + R_5,$$

проходит под большим углом. В результате амплитуда выходного напряжения предвыходного каскада оказывается заметно меньше E_0 , т. е. меньше требуемого значения. При введенных в схему элементах R_5, C_3 резистор связи по переменному току через конденсатор C_3 присоединен к точке э и сам резистор R_3 теперь оказывается подключенным к точкам б—э, между которыми приложено значительно меньшее напряжение $(U_{бэм})_{V_4, V_5} \ll (U_{бэм} + U_{кэм})_{V_4, V_5}$. Поэтому R_3 потребляет весьма небольшой переменный ток и уже не представляет заметной нагрузки для транзистора V_3 , фактической нагрузкой которого является входное сопро-

Таким образом, для соединения резистора связи R_3 с точками, где напряжение сигнала мало, следует использовать конденсатор C_3 не слишком большой емкости (порядка 10...50 мкФ). Резистор же R_5 предназначен для того, чтобы устранить шунтирование выходной нагрузки, здесь громкоговорителя, этим конденсатором. При наличии элемента C_3 к выходной нагрузке оказывается подключенным резистор R_5 , сопротивление которого во избежание потребления им заметной доли выходной мощности следует выбирать в 10...50 раз больше сопротивления громкоговорителя. Но, вместе с тем, при большом сопротивлении резистора R_5 на нем теряется часть напряжения источника питания и уменьшается наклон линии 1 на рис. 6.22, что может привести к уменьшению выходного напряжения. Приемлемое сопротивление резистора R_5 составляет 0,1...0,2 сопротивления R_3 .

Другой способ уменьшения тока сигнала, потребляемого элементом связи с выходной группой, заключается в применении ГСТ.

205

гические трудности, особенно для полупроводниковых и в меньшей степени для гибридных ИМС, известный интерес пока что представляют двухтактные каскады на однотипных транзисторах, выполняемых по схемам с ОК и ОЭ. Такого рода каскады характеризуются последовательным возбуждением (управлением) усиленных элементов, при котором входное напряжение поступает на базу (затвор) «ведущего» транзистора ($V2$ на рис. 6.24) и, пройдя его цепи, далее на базу «ведомого» транзистора $V3$. Если

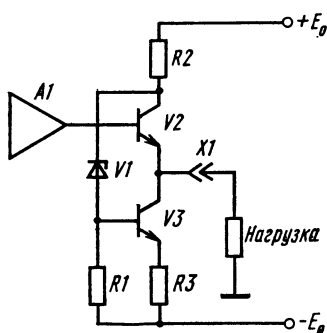


Рис. 6.24. Принципиальная схема двухтактного каскада с ОК с последовательным возбуждением

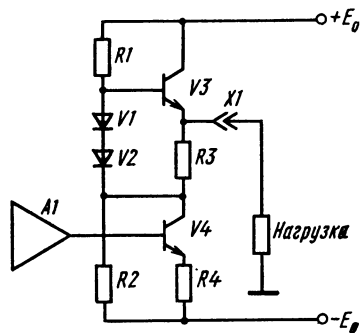


Рис. 6.25. Принципиальная схема двухтактного каскада с ОЭ с последовательным возбуждением

предположить, что от предшествующей части усилителя $A1$ на базу $V2$ передается мгновенное напряжение сигнала положительной полярности, то возникает переменный ток, направленный от $+E_0$ через $R2$, коллектор—эмиттер $V2$, разъем $X1$ и нагрузку к корпусу. Инвертированное напряжение возникает на элементе связи $R2$. Для передачи этого напряжения на базу $V3$ используется стабилитрон $V1$, одновременно играющий роль элемента схемы сдвига уровня постоянного напряжения; поскольку дифференциальное сопротивление стабилитрона невелико, сигнал от коллектора $V2$ к базе $V3$ передается с минимальными потерями. Переменная составляющая коллекторного тока ведомого транзистора направлена навстречу его постоянной составляющей, т. е. от зажима $-E_0$ через $R3$, $V3$ и далее, через нагрузку, т. е. так же, как и от транзистора $V2$. Отсюда следует, что через внешнюю нагрузку протекает сумма переменных токов от обоих транзисторов. Для симметричной работы плеч двухтактного каскада стремятся, подбирая сопротивления резистора $R2$ получить одинаковыми амплитуды этих токов, а в таких условиях сопротивление нагрузки (в области средних частот) отдельно взятого транзистора близко к удвоенному сопротивлению внешней нагрузки.

В рассматриваемом каскаде резистор $R1$ предназначен для получения достаточного постоянного тока, протекающего через стабилитрон $V1$. Постоянство токов покоя транзисторов обеспе-

чивается цепью эмиттерной стабилизации, элементом которой является резистор $R3$. Для расширения полосы пропускания можно использовать эмиттерную коррекцию, осуществляемую путем шунтирования резистора $R3$ конденсатором небольшой емкости.

Теперь перейдем к каскаду с ОЭ (рис. 6.25). При подаче на базу транзистора $V4$ положительного напряжения сигнала увеличивается коллекторный ток, что обуславливает направление переменной составляющей от корпуса, через нагрузку, $X1$, $R3$, коллектор—эмиттер $V4$, $R4$ к зажиму $-E_0$, а оттуда через источник питания снова к корпусу; возникающее на резисторе связи $R3$ отрицательное переменное напряжение через диоды $V1$, $V2$ передается на базу транзистора $V3$; в результате его переменный коллекторный ток окажется направленным навстречу току покоя, т. е. от корпуса через нагрузку, $X1$, $V3$ к зажиму $+E_0$ и к корпусу, т. е. и у этого каскада через внешнюю нагрузку проходит ток с амплитудой, равной сумме амплитуд $I_{kmV4} + I_{kmV3}$. А это значит, что сопротивление нагрузки отдельно взятого транзистора в области средних частот равно удвоенному сопротивлению внешней нагрузки.

В качестве элементов цепи передачи напряжения сигнала к базе ведомого транзистора удобнее использовать диоды¹, а не конденсаторы, поскольку первые способны выполнять свою функцию и при $f \rightarrow 0$ и, кроме того, создают стабилизирующий эффект. Резистор $R4$ в эмиттерной цепи способствует стабилизации тока покоя транзисторов.

Стабилизация постоянных коллекторных напряжений требует применения общей ОС, охватывающей выходной каскад и часть каскадов или весь блок $A1$. Схема с ОК в этом нуждается в меньшей степени, так собственная ОС обладает большей глубиной.

Оба рассмотренных каскада, выполненные на транзисторах одной и той же структуры, рассчитаны на работу только в режиме А, хотя использование режима В (точнее АВ) в принципе возможно для каскада с ОЭ, но не рекомендуется из-за того, что трудно добиться симметрии плеч, в частности за счет очень глубокой ОС и добавления новых элементов — транзистора, диодов, резисторов [4, 9].

Выходные группы, образованные из составных попарно комплементарных транзисторов. Составные транзисторы, образующие попарно комплементарные группы, преимущественно включены по схеме с ОК—ОК (рис. 4.19,а), ОК—ОК—ОК или ОЭ—ОЭ с ОС (рис. 4.19,б). Так, в усилителе, схема которого изображена на рис. 6.26, выходная двухтактная группа содержит два составных транзистора с ОК—ОК. Для получения напряжения смещения и стабилизации тока покоя выходных транзисторов здесь приме-

¹ Иногда достаточно применять один диод; кроме того, вместо диодов можно использовать комбинации из транзистора (транзисторов) с резисторами.

нен транзистор $V5$ с подстроечным резистором $R11$, предназначенным для установки требуемого тока покоя транзисторов $V6—V9$.

Отдельные усилители, как и рассматриваемый, имеют двухтактные предвыходные каскады, работающие в режиме А. У такого каскада, состоящего из двух усилительных элементов $V3, V4$, отсутствует элемент связи с выходной группой. Другими словами, транзисторы $V3$ и $V4$ находятся в одинаковых условиях и на их базы подается однофазное напряжение сигнала, получаемое от $A1$ через $C1, R5$ в одном плече и $C2, R6$ в другом. Создаваемые транзисторами $V3, V4$ однонаправленные токи суммируются и поочередно управляют работой транзисторов $V6, V8$ и $V7, V9$, поскольку имеется в виду режим В.

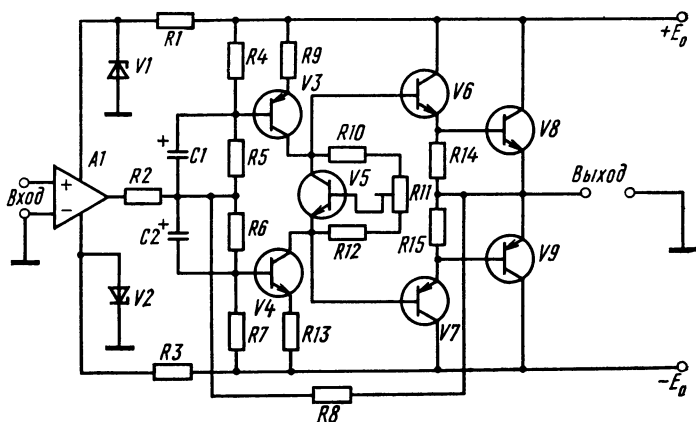


Рис. 6.26. Принципиальная схема усилителя мощности с двухтактным предвыходным каскадом и выходной группой на попарно комплементарных транзисторах, включенных по схеме с ОК

В этом усилителе для поддержания равномерного распределения питающего напряжения $2E_0$ между половинами выходной двухтактной группы используется гальваническая ОС, цепь которой образована из элементов $R8$ и $R5, R4, R6, R7$. В цепи ОС для сигнала, предназначенной, как обычно, для уменьшения коэффициента гармоник, фона и выходного сопротивления, вместо $R5, R6$ используются конденсаторы $C1, C2$.

Рассмотрим теперь усилитель с бестрансформаторной группой, у которого составные транзисторы включены по схеме с ОЭ (рис. 6.27). Плечо группы $V7, V9$ по своей схеме близко к составному транзистору рис. 4.19,б с тем отличием от него, что используемая здесь ОС не является 100%-ной, поскольку цепь ее содержит делитель напряжения $R7, R8$ (сопротивление конденсатора $C3$ большой емкости для частот сигнала может быть принято равным нулю). Эта особенность играет весьма важную роль. Дело в том, что при последовательной ОС по напряжению с коэффициентом

$B < 1$ коэффициент усиления $K_F = K/(1+BK) > 1$, а при этом от предвыходного транзистора (здесь $V3$) не требуется высокого выходного напряжения. Поэтому в качестве элемента связи можно использовать обычный резистор, в данном случае $R6$. Для транзисторов выходной группы применяется диодная стабилизация, реализуемая с помощью транзисторов $V4$, $V5$ и низкоомного резистора $R5$.

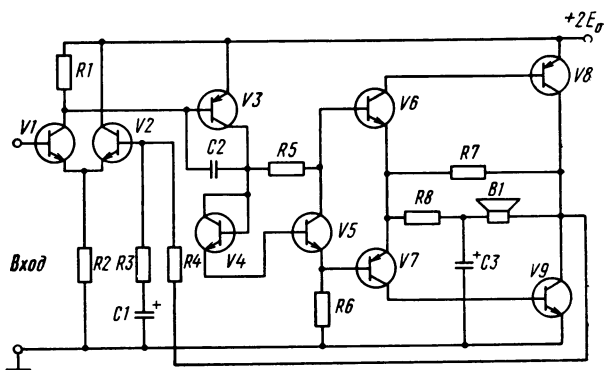


Рис. 6.27. Принципиальная схема усилителя с однотактным предвыходным каскадом и выходной группой на попарно комплементарных транзисторах, включенных по схеме с ОЭ

На входе схемы расположен несимметричный дифференциальный каскад на транзисторах $V1$, $V2$; на базу $V1$ поступает напряжение входного сигнала, а на базу $V2$ — напряжение обратной связи (по сигналу, прошедшее от выхода через цепь ОС в форме делителя напряжения $R3$, $R4$; сопротивление конденсатора $C1$ большой емкости не принимается во внимание, а цепь гальванической ОС, естественно, состоит только из одного резистора $R4$).

Выходные группы, образованные из квазикомплементарных транзисторов. При использовании в бестрансформаторных усилителях одинаковых выходных транзисторов $V7$ и $V8$ (рис. 6.28) предшествующий им каскад должен быть фазоинверсным, так как $V7$ включен по схеме с ОК, а $V8$ — по схеме с ОЭ. Требуемое для возбуждения этих транзисторов двухфазное напряжение (0 и 180°) создается транзисторами $V5$ и $V6$, включенными соответственно по схемам с ОК и ОЭ. Комбинации транзисторов $V5$, $V7$ и $V6$, $V8$ представляют собой составные транзисторы (рис. 4.19, а и б), которые при работе в режиме В открываются напряжениями соответственно положительной и отрицательной полярности и поэтому эквивалентны транзисторам $n-p-n$ - и $p-n-p$ -структур. Такого вида составные транзисторы принято называть квазикомплементарными.

Схема рассматриваемого усилителя подобна показанной на рис. 6.23, исключая то, что здесь вместо двух диодов используют-

ся три, поскольку существующее на них постоянное напряжение приложено к промежуткам база—эмиттер транзисторов V_5 , V_7 и V_6 .

Выходные группы на квазикомплементарных транзисторах широко используются, так как изготовление мощных комплементарных транзисторов в полупроводниковых ИМС связано с большими технологическими трудностями.

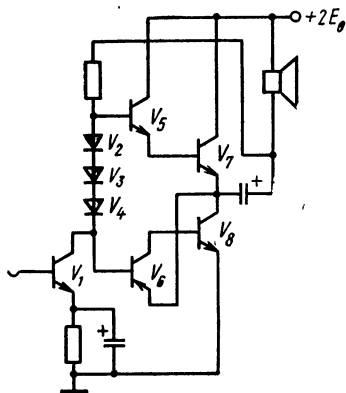


Рис. 6.28. Схема усилителя с выходной группой на квазикомплементарных транзисторах

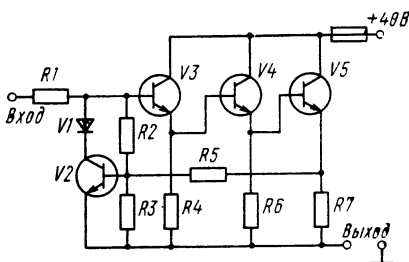


Рис. 6.29. Упрощенная схема защиты выходных транзисторов одного плеча двухтактной группы от перегрузки сигналом и короткого замыкания на выходе

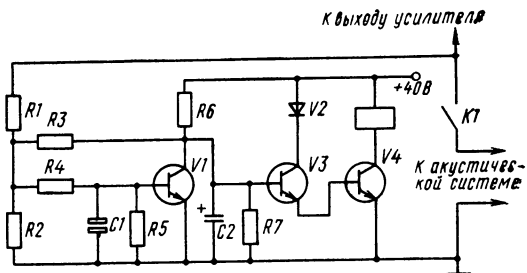
Схемы защиты от перегрузки. Рассмотрим схемы защиты выходных транзисторов и акустических систем, применяемые в высококачественных бестрансформаторных усилителях большой мощности. Так, в выходном блоке усилителя «АМФИТОН АР 01 СТЕРЕО» (рис. 6.29) мощностью 2×70 Вт применена защита выходных транзисторов от перегрузки сигналом большой амплитуды, а также от короткого замыкания на выходе. При перегрузке сигналом или при коротком замыкании резко увеличивается размах импульсов выходного тока (рис. 6.11, а) и напряжения на резисторе R_7 , при которых открывается транзистор V_2 и диод V_1 , в результате от части усилителя, расположенной слева, потребляется дополнительный ток, из-за чего происходит ослабление сигнала, т. е. возникает ограничение выходного тока, при котором не происходит выделения недопустимо большой мощности рассеяния на коллекторах.

Этот блок представляет собой бесконденсаторный усилитель, т. е. усилитель с непосредственной связью между оконечными транзисторами и акустической системой (рис. 6.26), требующий биполярного источника питания. Но в этом случае на выходе может появиться постоянное напряжение, смещающее подвижную систему громкоговорителя от нейтрального (среднего) положения, при котором сокращается ее неискаженный размах от полезного сигнала, т. е. громкость при отсутствии искажений. В худшем случае, например при пробое оконечного транзистора, звуковая катушка оказывается под напряжением одного из выпрямителей и быстро сгорает. Для защиты акустической системы при бесконденсаторном выходе используется быстродействующее реле, отключающее ее при появлении на выходе даже сравнительно низкого постоянного напряжения порядка нескольких вольт любой полярности.

Работой реле управляет трехкаскадный усилитель, выполненный по схеме на рис. 6.30. При поступающем на вход напряжении положительной полярности транзистор V_1 попадает в режим насыщения, напряжение на его коллекто-

ре резко падает, транзисторы $V3$, $V4$ закрываются, в результате размыкается контакт реле $K1$. Если на выходе мощного усилителя возникает постоянное напряжение отрицательной полярности, то закрывается транзистор $V1$, и это напряжение через резистор $R3$ попадает на базу транзистора $V3$, что приводит к запиранию этого и последующего транзисторов и размыканию контакта реле.

Рис. 6.30. Схема защиты акустической системы от постоянного напряжения на выходе усилителя



Это же устройство устраняет слышимые щелчки при включении в сеть благодаря задержке срабатывания реле, обусловленной зарядом конденсатора $C2$ через резистор $R6$.

Глава 7



УСТОЙЧИВОСТЬ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ С ОБРАТНОЙ СВЯЗЬЮ

Отрицательная обратная связь в усилителях широко используется для улучшения параметров и характеристик. Однако передаточная функция многокаскадного усилителя содержит большое число полюсов, что осложняет обеспечение устойчивости, особенно при глубокой ОС. Дело в том, что из-за фазовых сдвигов, вносимых усилителем и цепью ОС, отрицательная обратная связь может оказаться положительной на краях полосы пропускания или за ее пределами. В этом случае при отсутствии сигнала на входе может появиться сигнал на выходе.

Действительно, как видно из (3.11),

$$\underline{K}_{EF} = \underline{U}_2 / \underline{E}_1 = \underline{K}_E / (1 + \underline{T}), \quad (7.1)$$

откуда следует, что при возвратном отношении

$$\underline{T} = -1 \quad (7.2)$$

и $\underline{E}_1 = 0$ — выражение для выходного напряжения $\underline{U}_2 = \underline{K}_E \underline{E}_1 / (1 + \underline{T})$ становится неопределенностью вида $0/0$, которая физически отображает возможность существования на выходе напряжения при отсутствии сигнала на входе. Собственные колебания оказываются настолько мощными, что подавляют полезный сигнал. Поэтому самовозбуждение в усилителе недопустимо, и одной из задач проектирования усилителя является обеспечение его устойчи-

вости. Равенство (7.2), являющееся условием генерирования незатухающих колебаний, соблюдается при

$$T = 1 \quad (7.3)$$

и при

$$\varphi_T = \arg T = 180^\circ. \quad (7.4)$$

Устойчивость усилителя, достигаемая при $T < 1$ на всех частотах, на которых $\varphi_T = 180^\circ$, называется *абсолютной* (рис. 7.1, а).

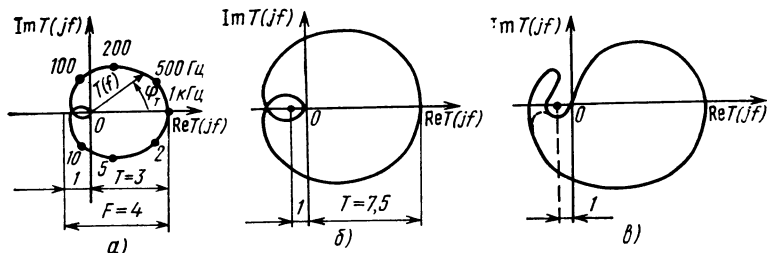


Рис. 7.1. Диаграммы Найквиста для усилительных устройств

7.1. КРИТЕРИЙ НАЙКВИСТА

Для определения состояния усилителя с ОС используется критерий Найквиста, согласно которому усилитель с ОС устойчив, если годограф вектора возвратного отношения $T(jf)$ не охватывает точку с координатами $-1,0$ в области частот от 0 до ∞ (рис. 7.1, а, б).

Коэффициент усиления усилителя переменного тока при $f=0$ равен нулю и фазовый сдвиг наибольший положительный. С ростом частоты в области нижних частот $K_E(f)$ и $T(f)$ увеличиваются, фазовый сдвиг стремится к нулю, в области верхних частот они уменьшаются. Поэтому при повышении частоты в любой области частот вращение вектора возвратного отношения $T(jf)$ в принципе происходит по часовой стрелке, хотя на отдельных, сравнительно небольших участках частотного диапазона возможно изменение в противоположную сторону. Коэффициент усиления и возвратное отношение усилителя постоянного тока при $f \rightarrow 0$ не уменьшаются, и для того чтобы получить замкнутый годограф, частота должна изменяться от $-\infty$ до $+\infty$; при $f < 0$ аргумент функции $T(jf)$ становится отрицательным, но это не сказывается на модуле $T(f)$.

При *условной устойчивости* — устойчивости по Найквисту (рис. 7.1, в) в случае перегрузки усилителя сильным сигналом или помехой коэффициент усиления и возвратное отношение уменьшаются. А это сопровождается уменьшением длин радиусов функции $T(jf)$ — точка $-1,0$ может оказаться внутри годографа, что приводит к потере устойчивости (рис. 7.1, б), т. е. к самовозбуждению, не исчезающему при прекращении действия сильного

сигнала или помехи. Для реализации режима условной устойчивости требуется автоматическая регулировка фазового сдвига φ_T , в результате при перегрузке усилителя φ_T возрастает, изменяя форму годографа (штриховая линия на рис. 7.1, в).

Режим условной устойчивости позволяет получить наиболее глубокую ОС, однако его использование связано с рядом трудностей, что и ограничивает применение этого режима.

7.2. ЗАПАСЫ УСТОЙЧИВОСТИ

Для обеспечения устойчивости с запасом, что необходимо вследствие разброса и непостоянства параметров усилителей (зависящих от температуры, напряжений питания и длительности работы), а также пассивных элементов, годограф вектора $T(jf)$, рассчитанный для номинальных (средних) значений параметров, должен проходить на известном расстоянии от точки $-1,0$.

Поскольку модуль $T(f)$ и аргумент φ_T вектора $T(jf)$ зависят от параметров усилительных и пассивных элементов (например, Y_1 и Y_2 на рис. 3.2), целесообразно ввести запасы x по модулю (в децибелах) и y по аргументу (рис. 7.2). Необходимость введе-

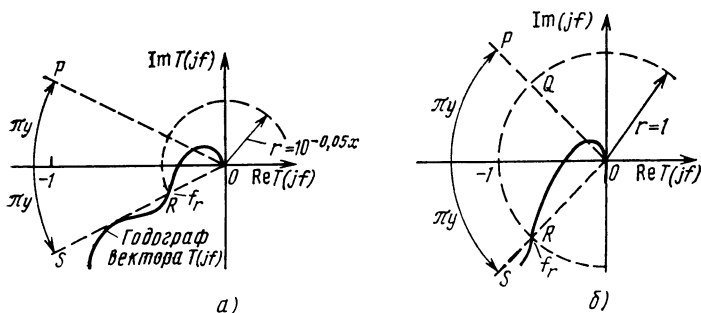


Рис. 7.2. Запасы устойчивости по модулю и аргументу:
 f_r — частота высокочастотного обхода

ния запаса устойчивости по модулю вполне очевидна. Важность введения запаса устойчивости по аргументу объясняется тем, что фазовый сдвиг между выходным и входным напряжениями усилителя и цепи ОС зависит от соотношения между активными и реактивными сопротивлениями цепей, которые известны с некоторым разбросом и возможным изменением в процессе работы. Кроме того, иногда заметную роль играют малые параметры (индуктивности выводов, дополнительные шунтирующие емкости) и распределенность параметров (особенно биполярных транзисторов), приводящая к образованию неминимально фазовых сдвигов и пр. В области нижних частот дополнительные фазовые сдвиги вносят блокировочные конденсаторы в цепях питания и пр.

Годограф вектора $T(jf)$ должен находиться вне области PQRS, при этом только совместное увеличение модуля $T(f)$ в $10^{0,05x}$ раз и изменение аргумента φ_T на угол πy могут привести к границе

неустойчивости. Рекомендуемые запасы устойчивости для устройств на дискретных элементах по модулю порядка $x=9$ дБ ($2\sqrt{2}$ раз) и по аргументу $y=1/6$, что отвечает углу $\pi_y=\pi/6=30^\circ$ (рис. 7.2,а). Если усилитель выполнен в виде ИМС, то обычно исходят из запаса по аргументу $y=1/4$, что отвечает углу 45° , не вводя запаса по модулю, т. е. принимая $x=0$ (рис. 7.2,б). У рассчитанной цепи ОС на основе $x=0$, $y=1/4$ при $y=1/6$ образуется все же запас по модулю 6...7 дБ, что оказывается достаточным.

7.3. ОБЕСПЕЧЕНИЕ УСТОЙЧИВОСТИ

7.3.1. УСТОЙЧИВОСТЬ ПРИ РАВНЫХ И НЕРАВНЫХ ЧАСТОТАХ ПОЛЮСОВ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ

Общая ОС может охватывать несколько каскадов, а так как передаточная функция любого (в том числе и самого простого) резисторного каскада содержит в области верхних частот по крайней мере один полюс, то число полюсов обычно оказывается не меньше числа каскадов.

Если ОС охватывает один каскад (при $T(p)$ с одним полюсом), проблема обеспечения устойчивости не возникает: фазовый сдвиг в данной области ограничен, что видно из рис. 2.5 при замене в нем φ на φ_T .

В общем случае n одинаковых полюсов (с равными частотами)

$$T(jf) = T/(1 + jf/f_p)^n; \quad \varphi_T = -n \arctg(f/f_p); \quad -\operatorname{tg}(\varphi_T/n) = f/f_p;$$

$$T(f) = \frac{|T|}{[V1 + (f/f_p)^2]^n} = \frac{T}{[V1 + \operatorname{tg}^2(\varphi_T/n)]^n}, \quad (7.5)$$

$$T(f) = T \cos^n(\varphi_T/n). \quad (7.6)$$

Применительно к частоте обхода f_r верхних частот, соответствующей точке R на рис. 7.2,

$$T(f_r) = T \cos^n \varphi_T(f_r)/n. \quad (7.7)$$

Вводя в (7.6) запасы устойчивости по модулю x и по аргументу y , приходим к общему выражению для максимально допустимой глубины ОС

$$F_{\max} = 1 + T_{\max} = 1 + \frac{1}{10^{0,05x} \cos^n [180^\circ(1-y)/n]}, \quad n \geq 2. \quad (7.8)$$

Результаты расчета максимально допустимой глубины ОС для различного числа полюсов функции $T(p)$ и принятых запасов устойчивости (табл. 7.1) показывают, что F_{\max} уменьшается с увеличением числа полюсов (иногда совпадающего с числом каскадов функции $T(p)$).

Другим способом обеспечения устойчивости многокаскадного усилителя, у которого $T(p)$ содержит большое число полюсов, яв-

Зависимость максимально допустимой глубины ОС F_{\max} от числа полюсов n функции $T(p)$

x , дБ	y	$n = 1$	$n = 2$	$n = 3$	$n = 4$
9	1/6	∞	6,28	2,33	1,72
0	1/4	∞	7,82	3,83	3,09

ляется выбор неравных частот полюсов. Используя соотношения (7.5) — (7.8), можно образовать систему следующих уравнений:

$$F_{\max} = 1 + T_{\max} = 1 + \frac{1}{10^{0,05x} \cos \varphi_1 \cos \varphi_2 \cos \varphi_3 \dots}; \quad (7.9)$$

$$|\varphi_T| = |\varphi_1 + \varphi_2 + \varphi_3 \dots| = 180^\circ (1 - y); \quad (7.10)$$

$$f_r/f_{p1} = |\operatorname{tg} \varphi_1|, \quad f_r/f_{p2} = |\operatorname{tg} \varphi_2|, \quad f_r/f_{p3} = |\operatorname{tg} \varphi_3| \dots \quad (7.11)$$

При этом на любой частоте f

$$T(f) = T \cos \varphi_1(f) \cos \varphi_2(f) \cos \varphi_3(f) \dots; \quad (7.12)$$

$$\varphi_1(f) = \operatorname{arctg}(f/f_{p1}), \quad \varphi_2(f) = \operatorname{arctg}(f/f_{p2}), \quad \varphi_3(f) = \operatorname{arctg}(f/f_{p3}), \dots, \quad (7.13)$$

где $T = T(0)$, а в предельном случае $T = T_{\max}$.

Рассмотрим два устройства, передаточная функция $T(p)$ которых содержит два и три полюса. Для двухполюсной функции $T(p)$ уравнения (7.9) — (7.11) принимают следующий вид:

$$F_{\max} = 1 + T_{\max} = 1 + \frac{1}{10^{0,05x} \cos \varphi_1 \cos \varphi_2}; \quad (7.14)$$

$$|\varphi_T| = |\varphi_1 + \varphi_2| = 180^\circ (1 - y); \quad (7.15)$$

$$f_{p2}/f_{p1} = \operatorname{tg} \varphi_1 / \operatorname{tg} \varphi_2. \quad (7.16)$$

Зависимости, представленные на рис. 7.3, объясняются тем, что, начиная с частоты f_{p1} , снижение возвратного отношения происходит с крутизной, близкой к -6 дБ/окт, и для получения необходимого уменьшения в $T/10^{0,05}$ раз, прежде чем $\varphi_T(f)$ изменится

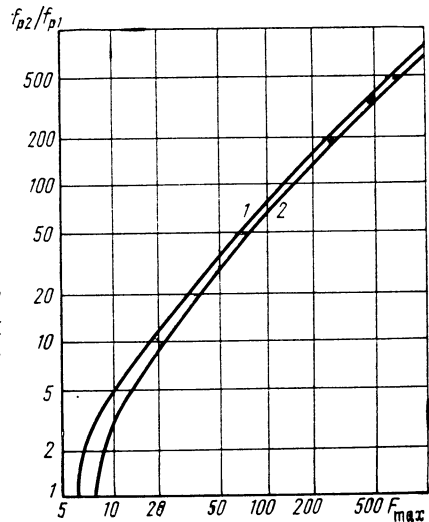


Рис. 7.3. Зависимость отношения частот полюсов двухполюсной функции $T(p)$ от максимально допустимой глубины ОС:

1) $x=9$ дБ и $y=1/6$ (при $F_{\max} > 1000$ $f_{p2}/f_{p1} = -0,816 F_{\max}$); 2) $x=0$, $y=1/4$ (при $F_{\max} > 1000$ $f_{p2}/f_{p1} = 0,707 F_{\max}$)

на $-180^\circ (1-y)$, требуется большее число октав снижения, если T велико. На первый взгляд кажется, что выбором соответствующего отношения частот полюсов можно обеспечить устойчивость с принятым запасом при любой глубине ОС. Это верно, но до известного предела. Дело в том, что при большой частоте f_{p2} , достигаемой в соответствии с (2.49) и (2.50) при меньшем сопротивлении нагрузки (как R_2 на рис. 2.16), коэффициент усиления может снизиться настолько, что не будет обеспечено обратное отношение, пропорциональное $K_E = K_{1E} K_2 K_3$. Увеличение отношения f_{p2}/f_{p1} , правда, возможно, если выбрать $f_{p1} < f_B$, не считаясь с тем, что постоянство возвратного отношения в полосе пропускания не будет достигнуто. Это допускается для операционных усилителей, работающих, как правило, при очень глубокой ОС. Естественно, что обращается внимание на то, чтобы минимальная глубина ОС $F_{\min} = |1 + T(jf_B)|$ не оказалась меньше минимально допустимой

Пример 1. Найти частоты полюсов и обхода двухполюсной функции $T(p)$, а также глубину ОС на частоте $f_B = 5$ МГц при $f_{p1} = 0,2f_B$, $F_{\max} = 200$, $x=0$ и $y=1/4$.

По кривой 2 на рис. 7.3 находим $f_{p2}/f_{p1} = 120$, при этом $f_{p1} = 0,2f_B = 0,2 \cdot 5 = 1$ МГц и $f_{p2} = 120$ МГц. Для расчета частоты обхода следует найти $\operatorname{tg} \varphi_1(f_B)$, решив систему уравнений (7.9)–(7.11) для $f_{p2}/f_{p1} \gg 1$:

$$\operatorname{tg} \varphi(f_r) = \frac{f_r}{f_{p1}} \approx \sqrt{\frac{F_{\max} - 1}{2}} \frac{f_{p2}}{f_{p1}}, \quad (7.17)$$

т. е.

$$\frac{f_r}{f_{p1}} = \sqrt{\frac{200 - 1}{2}} 120 = 130$$

и $f_r = 130 \cdot 1 = 130$ МГц.

Модуль $T(f_B)$ находим через косинусы углов $\varphi_1(f_B)$ и $\varphi_2(f_B)$. Известно, что $\varphi_1(f_B) = -\operatorname{arctg} f_B/f_{p1} = -\operatorname{arctg} 5/1 = -78^\circ 40'$, $\varphi_2(f_B) = -\operatorname{arctg} f_B/f_{p2} = -\operatorname{arctg} 5/120 = -22^\circ 40'$. В результате получаем $T(f_B) = T \cos \varphi_1(f_B) \cos \varphi_2(f_B) = 39,3$, а суммарный фазовый сдвиг $\varphi_T(f_B) = \varphi_1(f_B) + \varphi_2(f_B) = 101^\circ 20'$.

По выражению (3.29) находим

$$F(f_B) = \sqrt{1 + 2T(f_B) \cos \varphi_T(f_B) + [T(f_B)]^2},$$

что позволяет установить, $F(f_B) = 39,1$.

Для трехполюсной функции $T(p)$ при $f_{p3} = f_{p2} > f_{p1}$ уравнения (7.9)–(7.11) принимают вид

$$F_{\max} = 1 + T_{\max} = 1 + \frac{1}{10^{0,05x} \cos \varphi_1 \cos^2 \varphi_{2,3}};$$

$$|\varphi_T| = |\varphi_1 + 2\varphi_{2,3}| = 180^\circ (1-y);$$

$$f_{p2}/f_{p1} = \operatorname{tg} \varphi_1 / \operatorname{tg} \varphi_{2,3}.$$

Результат решения этой системы уравнений при $x=9$ дБ и $y=1/6$ представлен на рис. 7.4.

Сравнивая зависимости двух- и трехполюсных функций, видим, что с увеличением числа полюсов для обеспечения устойчивости необходимо большее различие их частот.

Для обеспечения устойчивости при глубокой ОС (особенно при широкой полосе пропускания) используются высокочастотные корректирующие цепи.

Недостаточная эффективность способа обеспечения устойчивости, основанного на различии частот полюсов функции $T(p)$, объ-

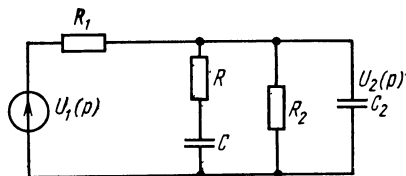
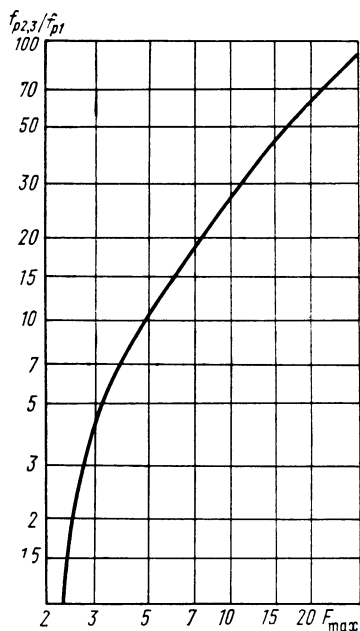


Рис. 7.5. Эквивалентная схема каскада с высокочастотной корректирующей RC -цепью

Рис. 7.4. Зависимость отношения частот полюсов трехполосной функции $T(p)$ от максимально допустимой глубины ОС для $x=9$ дБ и $y=1/6$; при $F_{max} > 30$ $f_{p2,3}/f_{p1} > 3,68(F_{max}-1)$

пи позволяют увеличить крутизну функции $20 \lg T(f)$ до -10 дБ/окт при фазовом сдвиге, не выходящем за пределы, определяемые запасом y . При большей крутизне возвратного отношения могут быть взяты меньшие частоты полюсов некоторых каскадов, что позволит получить от них большое усиление и, как следствие, более глубокую ОС.

Корректирующие элементы могут находиться как в усилительном каскаде, так и в цепи ОС.

Рассмотрим первый вариант. Выходная цепь одного из резисторных каскадов (рис. 2.16, в) дополнена RC -цепью (рис. 7.5), ОС частотно-независимая.

Заменяем источник ЭДС источником задающего тока

$$I(p) = U_1(p)/R_1 \quad (7.18)$$

и объединим параллельно соединенные сопротивления R_1 и R_2 :

$$R_{12} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2).$$

Выходное напряжение равно отношению тока $I(p)$ к суммарной проводимости трех ветвей:

$$U_2(p) = I(p) / \left(\frac{1}{R_{12}} + \frac{1}{R + 1/pC} + pC_2 \right). \quad (7.19)$$

Объединяя (7.18) и (7.19), находим передаточную функцию

$$K(p) = \frac{U_2(p)}{U_1(p)} = \frac{R_{12}(1 + pCR)}{R_1 [1 + p(CR + CR_{12} + C_2 R_{12}) + p^2 C C_2 R R_{12}]}, \quad (7.20)$$

содержащую нуль с частотой

$$f_{z\kappa} = 1/2\pi CR \quad (7.21)$$

и два полюса, частоты которых определяются путем решения характеристического уравнения

$$f_{p\kappa 1,2} = -\frac{p_{1,2}}{2\pi} = \frac{1}{4\pi} \left[\frac{1}{CR} + \frac{1}{C_2 R} + \frac{1}{C_2 R_{12}} \mp \sqrt{\left(\frac{1}{CR} + \frac{1}{C_2 R} + \frac{1}{C_2 R_{12}} \right)^2 - \frac{4}{CC_2 R R_{12}}} \right]. \quad (7.22)$$

Если $C \gg C_2$ (что часто бывает), то можно выявить в более простой форме (приблизленно) изменения АЧХ и ФЧХ, вносимые корректирующей цепью. Наряду с нулем, характеризующим частотой $f_{z\kappa}$, образуется полюс, частота которого при $C_2 \rightarrow 0$, как видно из (7.22), стремится к пределу

$$f_{p\kappa 1} = 1/2\pi C(R + R_{12}). \quad (7.23)$$

Этот же результат может быть получен и при $C_2 = 0$. При этом частота второго полюса близка к

$$f_{p\kappa 2} = \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{R_{12}} \right) / 2\pi C_2 \gg f_{z\kappa}, \quad (7.24)$$

как у той же цепи при короткозамкнутом конденсаторе C ($1/C = 0$).

Характеристики цепи без корректирующих элементов (рис. 2.7, а, 2.16, в), т. е. с одним полюсом, изображены на рис. 2.4, б и 2.5. Передаточная функция цепи на рис. 7.5 дополнительно содержит нуль с $f_{z\kappa}$ и полюс с $f_{p\kappa 1} < f_{z\kappa}$. Вносимые RC -элементами изменения нормированных АЧХ и ФЧХ показаны на рис. 7.6. Используя выражения (2.15) и (2.31), получаем изменение фазового сдвига

$$\Phi_K = \Phi_{p\kappa 1} + \Phi_{z\kappa} = -\arctg(f/f_{p\kappa 1}) + \arctg(f/f_{z\kappa}),$$

откуда следует, что

$$\operatorname{tg} \Phi_K = -\frac{(1/f_{p\kappa 1} - 1/f_{z\kappa})f}{1 + f^2/f_{p\kappa 1}f_{z\kappa}}. \quad (7.25)$$

На частоте

$$f_K = \sqrt{f_{p\kappa 1}f_{z\kappa}}, \quad (7.26)$$

$$\operatorname{tg} \Phi_{K \min} = -\frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{f_{z\kappa}}{f_{p\kappa 1}}} - \sqrt{\frac{f_{p\kappa 1}}{f_{z\kappa}}} \right). \quad (7.27)$$

Минимальный фазовый сдвиг (рис. 7.7) $\varphi_{\text{к min}}$ зависит от полного изменения коэффициента усиления $G_{\text{к min}} = -20 \lg(f_{\text{зк}}/f_{\text{пк1}})$ приблизительно -3° на 1 дБ перепада усиления в пределах первых 20 дБ). Наибольшая крутизна АЧХ (кривая 3 на рис. 7.6,а) несколько меньше (по абсолютному значению) 6 дБ/окт.

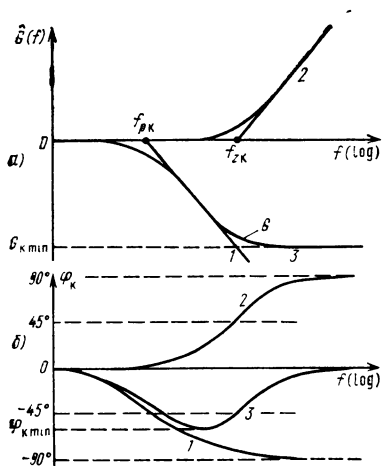


Рис. 7.6. Изменения амплитудно- (а) и фазочастотных (б) характеристик, вносимые корректирующей RC-цепью (3), и их составляющие (1, 2)

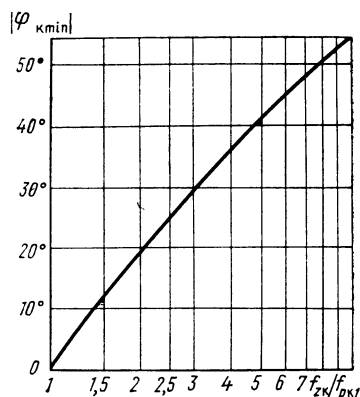


Рис. 7.7. Зависимость максимального (по абсолютному значению) фазового сдвига от отношения частот нуля и полюса, вносимого RC-цепью (рис. 7.5)

У многокаскадного усилителя частоты полюсов в общем случае не совпадают и основную роль в изменении функции $G(f)$ играет полюс с f_{p1} ; частоту f_{p2} приходится выбирать большей, при этом $f_{p3} \geq f_{p2}$ и т. д. Располагая f_k в интервале $f_{p1} \dots f_{p2}$ или $f_{p1} \dots f_r$, удастся ускорить спад $T(f)$; вносимый при этом фазовый сдвиг $\varphi_{\text{к min}}$ обычно не приводит к потере запаса устойчивости по аргументу, так как на этих частотах $\varphi_T(f) \approx -90^\circ$; при этом перепад усиления, равный $f_{\text{зк}}/f_{\text{пк1}}$, позволяет во столько же раз увеличить возвратное отношение T в области средних частот.

Другая возможность использования RC-цепи совмещение частоты полюса f_{p1} функции $K_E(jf)$ (и можно считать функции $T(jf)$):

$$K_E(jf) = \frac{K_E}{(1 + jf/f_{p1})(1 + jf/f_{p2})\dots}$$

с частотой нуля $f_{\text{зк}}$. При этом новая функция имеет полюс с меньшей частотой $f_{\text{пк1}} < f_{p1}$:

$$K'_E(jf) = \frac{K_E}{(1 + jf/f_{\text{пк1}})(1 + jf/f_{p2})\dots}$$

Так как $f_{pk1} < f_{zk} = f_{p1}$, то удается увеличить отношение частот полюсов, а это (как видно из рис. 7.3 и 7.4) позволяет увеличить глубину ОС.

Можно получить и большее отношение частот полюсов, если снизить f_{p1} , подключив, например, к C_2 на рис. 2.16,в дополнительный конденсатор. Однако этот способ менее эффективен, в чем можно убедиться на следующем примере.

Пример 2. Рассчитать элементы коррекции АЧХ для двухкаскадного усилителя с ОС, у которого первый каскад выполнен по схеме на рис. 7.5, а второй — по схеме на рис. 2.16,в, причем у каждого из них $R_1 = R_2 = 2$ кОм, $C_2 = 100$ пФ при глубине ОС, равной 12, и запасах устойчивости $x=0$, $y=1/4$.

Для двухполюсной системы при $F=12$ необходимое отношение частот полюсов (как видно из рис. 7.3) равно 5. Частоты полюсов каскадов без корректирующих элементов одинаковы:

$$f_{p1} = f_{p2} = 1/2\pi C_2 R_{12}, \quad (7.28)$$

где $R_{12} = R_1 R_2 / (R_1 + R_2) = 1$ кОм и $f_{p2} = 1,59 \cdot 10^6$ Гц.

При введении RC -элементов в первый каскад его передаточная функция содержит нуль с частотой f_{zk} и два полюса с частотами f_{pk1} и f_{pk2} , определяемыми выражениями (7.22) — (7.24). Приравнявая частоту нуля f_{zk} частоте полюса f_{p2} функций $K(p)$ и $T(p) = BK(p)$, получаем двухполюсную функцию, частоты полюсов которой f_{pk1} и f_{pk2} . Причем на основе (7.21), (7.23), (7.24), (7.28) находим

$$f_{pk2}/f_{pk1} = (1 + R_{12}/R)^2 = 5,$$

откуда получаем $R = R_{12}/(\sqrt{5}-1) = 1000/1,236 = 810$ Ом. Корректирующая емкость $C = 1/2\pi f_{zk} R = 0,159/1,59 \cdot 10^6 \cdot 810 = 123,6 \cdot 10^{-12}$ Ф = 123,6 пФ. Согласно (7.23) и (7.24) $f_{pk1} = 0,712$ МГц и $f_{pk2} = 3,56$ МГц.

Если не применять RC -элементы, а различие частот полюсов получить с помощью конденсатора, подключаемого к выходу цепи (рис. 2.16,в), то это позволит уменьшить частоту f_{p1} в 5 раз; $1,592/5 = 0,3183$ МГц, т. е. в 2,24 раза меньше, чем в первом варианте расчета.

Если при наличии RC -элементов базироваться на частоте $f_{pk1} = 0,3183$ МГц, то можно осуществить более глубокую коррекцию, при которой по-прежнему $f_{zk} = f_{p2}$, но $f_{pk} = 1,96$ МГц, т. е. в 25 раз больше f_{pk1} (при $R = 250$ Ом и $C = 400$ пФ). При этом глубина ОС может достигать 40 вместо 12.

Во втором варианте корректирующие элементы располагаются в цепи ОС (рис. 3.7,а); при этом ОС оказывается частотно-зависимой. Передаточная функция цепи ОС

$$B(p) = \frac{R_{B2}}{R_{B2} + R_{B1}/(1 + pC_B R_{B1})} = \frac{R_{B2}(1 + pC_B R_{B1})}{R_{B1} + R_{B2} + pC_B R_{B1} R_{B2}}, \quad (7.29)$$

частоты нуля и полюса которой

$$f_{zB} = 1/2\pi C_B R_{B1}, \quad (7.30)$$

$$f_{pB} = (R_{B1} + R_{B2})/2\pi C_B R_{B1} R_{B2} \quad (7.31)$$

находятся в соотношении

$$f_{pB} > f_{zB}. \quad (7.32)$$

С помощью корректирующей цепи можно повысить f_{pB} (частоту f_{p2}), если выбрать ее равной или меньшей частоты нуля

f_{zB} (рис. 7.8). Последняя возможность позволяет (как будет показано ниже) при требуемых запасах устойчивости увеличить глубину ОС примерно в 12 раз.

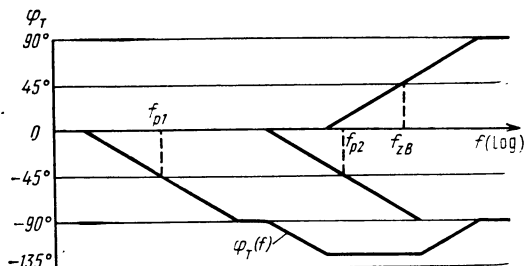


Рис. 7.8. Расположение частот полюсов и нулей передаточной функции $T(p)$ и фазочастотная характеристика $\varphi_T(f)$ при $f_{zB} > f_{p2}$

7.3.3. УСТОЙЧИВОСТЬ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Основным направлением исследования усилительного устройства с глубокой ОС, как отмечалось в § 3.7, является обеспечение устойчивости, особенно применительно к системам высокого порядка, т. е. к таким, у которых передаточная функция содержит несколько полюсов, что свойственно ОУ. Облегчающими обстоятельствами при этом являются различие частот полюсов, обычно предусматриваемое при проектировании ОУ, и большой коэффициент усиления.

В большинстве работ, посвященных устойчивости ОУ, предлагается запас по аргументу, равный $1/4$ вместо общепринятого $1/6$, а по модулю возвратного отношения $x=0$ дБ вместо 9 дБ.

По известным частотам полюсов несложно построить ФЧХ, используя кусочно-линейную аппроксимацию (см. гл. 2). Например, на рис. 7.9 частоты полюсов расположены через интервал,

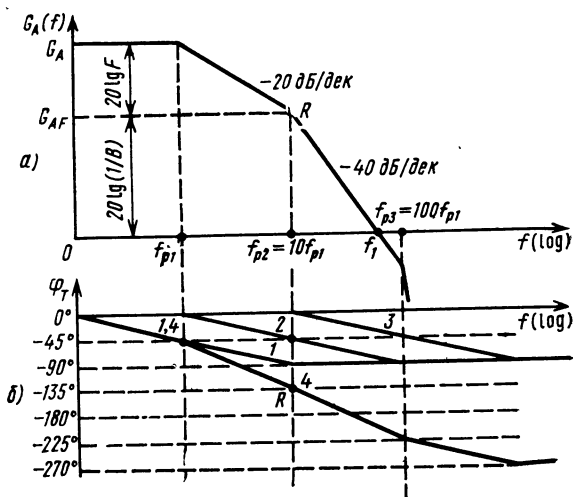


Рис. 7.9. Амплитудно- (а) и фазочастотная (б) характеристика операционного усилителя

Точка R соответствует запасам по модулю и аргументу на рис. 7.2,б

равный 1 дек. Запас по фазе 45° образуется на частоте f_{p2} ; на этой же частоте, согласно принятому выше условию запас по модулю возвратного отношения равен 0 дБ, т. е. $T=BK_A(f)=1$, откуда следует, что в точке R

$$K_A(f)=1/B. \quad (7.33)$$

Из выражений (3.5), (3.6) и (3.17), где K_E заменен на K_A (так как входное сопротивление ОУ обычно больше сопротивления источника сигнала, сквозной коэффициент усиления K_E близок к коэффициенту ОУ K_A), с учетом того, что $F \gg 1$, получаем

$$K_{AF} \approx 1/B; \quad (7.34)$$

$$F \approx BK_A \approx T, \quad (7.35)$$

и поэтому

$$G_{AF} = 20 \lg K_{AF} = -20 \lg B; \quad (7.36)$$

$$20 \lg F = G_A + 20 \lg B = G_A - 20 \lg (1/B) = G_A - G_{AF}. \quad (7.37)$$

Согласно диаграмме на рис. 7.9,а допустимая с точки зрения обеспечения устойчивости глубина ОС равна отношению частот первых полюсов:

$$F \approx f_{p2}/f_{p1} \quad (7.38)$$

и равномерное усиление можно получить до частоты f_{p2} , причем

$$K_{AF} \approx K_A f_{p1}/f_{p2} \quad (7.39)$$

Выражения (7.38) и (7.39) являются приближенными, к тому же они не позволяют установить степень влияния глубины ОС на частотные и переходные искажения. Это можно сделать на основе исследования передаточной функции устройства с ОС,

$$K_{AF}(p) = \frac{K_A(p)}{1 + B(p) K_A(p)}, \quad (7.40)$$

где

$$K_A(p) = \frac{K_A}{(1 + p \tau_{p1})(1 + p \tau_{p2})...}, \quad (7.41)$$

$$\tau_{p1} = 1/2\pi f_{p1}, \quad \tau_{p2} = 1/2\pi f_{p2}... \quad (7.42)$$

Причем при рассматриваемой частотно-независимой ОС

$$B(p) = B = \text{const.} \quad (7.43)$$

Подставляя (7.41) и (7.42) в (7.40) и имея в виду, что глубина ОС

$$F = 1 + BK_A = K_A/K_{AF}, \quad (7.44)$$

приходим к соотношению

$$K_{AF}(p) = \frac{K_A}{F + p(\tau_{p1} + \tau_{p2}) + p^2 \tau_{p1} \tau_{p2}},$$

которое легко приводится к выражению (4.222):

$$K_{AF}(p) = \frac{K_{AF}}{1 + mp + np^2}, \quad (7.45)$$

где $m = (\tau_{p1} + \tau_{p2})/F$; $n = \tau_{p1}\tau_{p2}/F$.

Поскольку ОУ представляет собой систему как минимум второго порядка, то в качестве параметров, определяющих форму АЧХ, ФЧХ и ПХ, удобно выбрать резонансную частоту и добротность, которые согласно с (4.226) и (4.227) равны

$$f_{A0} = 1/2\pi \sqrt{n}, \quad Q = \sqrt{n/m}, \quad (7.46)$$

или

$$f_{A0} = \sqrt{F f_{p1} f_{p2}}, \quad (7.47)$$

$$Q = \sqrt{\frac{F}{2 + f_{p1}/f_{p2} + f_{p2}/f_{p1}}}. \quad (7.48)$$

Следует отметить, что равенства (7.38) и (7.39) при добротности $Q=1$ практически являются достаточно точными.

АЧХ цепей с передаточной функцией подобного вида описывается выражением (4.230), причем

$$x = f/f_{A0}. \quad (7.49)$$

В § 4.12 было показано, что максимально плоская АЧХ получается при $Q=1/\sqrt{2}$, а если $Q>1/\sqrt{2}$, то образуется максимум на частоте

$$\hat{K}_{AF \max} = \frac{K_{AF \max}}{K_{AF}} = \frac{Q}{\sqrt{1 - 1/4Q^2}}, \quad (7.50)$$

$$f_M = f_{A0} \sqrt{1 - 1/4Q^2}, \quad (7.51)$$

От добротности зависят выброс δ и нормированное время установления \hat{t}_y (рис. 4.60), через которое выражается физическое время установления

$$t_{Ay} = \hat{t}_y / 2\pi f_{A0}, \quad (7.52)$$

Пример 3. Определить максимально допустимую глубину ОС, коэффициент усиления, частоту $f_{\text{в}}/\sqrt{2}$, время, а также выброс ОУ при $G_A=106$ дБ, $f_1=100$ МГц, $f_{p1}=20$ кГц, $f_{p2}=2,5$ МГц для трех значений добротности: 1; 0,707 и 0,5.

Коэффициент усиления без ОС находим из выражения

$$K_A = 10^{0,05G_A} = 100,05 \cdot 106 = 200\,000.$$

Для $Q=1$ расчет F и K_{AF} можно выполнить, пользуясь приближенными соотношениями (7.38) и (7.39):

$$F \approx f_{p2}/f_{p1} = 2,5/0,02 = 125,$$

$$K_{AF} \approx K_A f_{p1}/f_{p2} = 200\,000 \cdot 0,02/2,5 = 1600.$$

Для расчета значений частоты $f_{\text{в } \sqrt{2}}$ знаменатель дроби в (4.230) следует приравнять $\sqrt{2}$ и решить полученное уравнение относительно $f_{\text{в } \sqrt{2}} = x_{\text{в}} f_{A0}$. Согласно (7.47)

$$f_{A0} = \sqrt{F f_{p1} f_{p2}} = \sqrt{125 \cdot 0,02 \cdot 2,5} = 2,5 \text{ МГц},$$

следовательно,

$$f_{\text{в } \sqrt{2}} = f_{A0} \sqrt{1 - 1/2Q^2 + \sqrt{(1 - 1/2Q^2)^2 + 1}}, \quad (7.53)$$

т. е.

$$f_{\text{в } \sqrt{2}} = 2,5 \sqrt{1 - 1/2 + \sqrt{(1 - 1/2)^2 + 1}} = 3,18 \text{ МГц}.$$

При этом максимум АЧХ и частота (7.50) и (7.51):

$$\hat{K}_{AF \max} = K_{AF \max} / K_{AF} = 1,155 (1,25 \text{ дБ});$$

$$f_M = f_{A0} \sqrt{1 - 1/2Q^2} = 2,5 \sqrt{1 - 1/2} = 1,768 \text{ МГц},$$

Как видно из рис. 4.60, $\delta > 13\%$. Время установления можно найти из общего выражения (2.59):

$$t_y = 0,35 / f_{\text{в } \sqrt{2}} = 0,35 / 3,18 = 0,11 \text{ мкс}.$$

При расчете параметров ОУ для $Q=0,707$ и $Q=0,5$ следует использовать (7.48) и (7.44). Так, для $Q=0,707$

$$F = Q^2 \left(2 + \frac{f_{p1}}{f_{p2}} + \frac{f_{p2}}{f_{p1}} \right) \approx Q^2 \left(2 + \frac{f_{p2}}{f_{p1}} \right) = 0,707^2 \left(2 + \frac{2,5}{0,02} \right) = 63,5;$$

$$K_{AF} = K_A / F = 200\,000 / 63,5 = 3150.$$

Далее с помощью формул (7.47) и (7.53) находим $f_{A0} = 1,782 \text{ МГц} = f_{\text{в } \sqrt{2}}$.

Как видно из рис. 4.60 и выражения (7.52), $\delta = 4,5\%$, $t_y = 2,1$ и $t_y = = t_y / 2 \pi f_{A0} = 2,1 / 6,28 \cdot 1,782 = 0,187 \text{ мкс}$.

Для $Q=0,5$

$$F = 31,75; K_{AF} = 6\,300; f_{A0} = 1,26 \text{ МГц}; f_{\text{в } \sqrt{2}} = 0,81 \text{ МГц}; \delta = 0; \hat{t}_y = 3,4;$$

$$t_y = 0,429 \text{ мкс}.$$

Чтобы цепь ОС потребляла лишь малую долю выходной мощности, сопротивление ее $R_{B1} + R_{B2}$ (рис. 3.7) должно заметно превышать сопротивление нагрузки $R_{Aн}$. Для этого, имея в виду обычное соотношение $R_{B1} \gg R_{B2}$, практически достаточно выбрать

$$R_{B1} \geq (20 \dots 50) R_{Aн \min}, \quad (7.54)$$

т. е. для данного ОУ 2...5 кОм. По известному значению $B = 1/K_{AF} = = R_{B2} / (R_{B1} + R_{B2})$ при $R_{B1} = 5 \text{ кОм}$ не трудно определить

$$R_{B2} = B R_{B1} / (1 - B) = R_{B1} (K_{AF} - 1) \approx R_{B1} / K_{AF}. \quad (7.55)$$

Применительно к значениям $Q = (1; 0,707; 0,5)$ сопротивление R_{B2} получается равным 3,125; 1,59; 0,935 Ом. Небольшие (меньше 1 Ом) сопротивления не подходят. В таких случаях рекомендуется исходить из подходящего значения R_{B2} и определить

$$R_{B1} = K_{AF} R_{B2}. \quad (7.56)$$

Для обеспечения устойчивости применяют корректирующие элементы, чаще конденсаторы, иногда в комбинации с резисторами, для подключения которых предусматриваются специальные выводы. С помощью конденсатора удастся уменьшить f_{p1} и тем самым, как видно из (7.9)—(7.11), увеличить F и снизить K_{AF} .

Другим возможным решением является переход на частотно-зависимую ОС, осуществляемую с помощью более сложной ее цепи (рис. 3.7,а), передаточная функция которой описывается выражениями (7.29)—(7.32).

На первый взгляд кажется, что целесообразно выбрать τ_{p2} равным τ_{zB} , т. е. принять

$$f_{zB} = f_{p2} \quad (7.57)$$

и получить передаточную функцию петли ОС

$$T(p) = \frac{T}{(1 + p\tau_{p1})(1 + p\tau_{pB})} \quad (7.58)$$

с большим отношением частот полюсов $f_{pB}/f_{p1} = \tau_{p1}/\tau_{pB}$, чем при частотно-независимой ОС, когда $f_{p2}/f_{p1} = \tau_{p1}/\tau_{p2}$. Это, как отмечалось, позволит реализовать более глубокую ОС. Однако здесь надо считаться с тем, что частота полюса $f_{p2} = 1/2 \pi \tau_{p2}$ передаточной функции относительно небольшая. Действительно, используя (7.40) и (7.41) и имея в виду, что $T = BK_A$, приходим к соотношению

$$K_{AF}(p) = \frac{K_A(1 + p\tau_{pB})}{(1 + p\tau_{p1})(1 + p\tau_{p2})(1 + p\tau_{pB}) + T(1 + p\tau_{zB})}. \quad (7.59)$$

Так как $\tau_{pB} \ll \tau_{zB}$, то допустимо считать полюс $p_B = -1/\tau_{pB}$ недоминирующим, а на основании (3.10) прийти к соотношению

$$K_{AF}(p) = \frac{K_A}{F(1 + p\tau_{p2})(1 + p\tau_{p1}/F)}. \quad (7.60)$$

Пример 4. Найти характеристики ОУ с параметрами, приведенными в примере 3, исходя из коэффициента усиления $K_{AF} = 200$.

Так как $K_A = 200\,000$, то требуемая глубина ОС составляет 1000. Из (7.34), (7.57) и (7.32) следует, что

$$B = 1/K_{AF} = 1/200 = 0,005;$$

$$f_{zB} = f_{p2} = 2,5 \text{ МГц}; f_{pB} = f_{zB}/B = 2,5/0,005 = 500 \text{ МГц}.$$

Отношение $f_{pB}/f_{p1} = 500/0,02 = 25\,000$ превышает (и притом значительно) глубину ОС, следовательно, устойчивость усилителя обеспечивается.

Передаточная функция $K_{AF}(p)$ содержит два вещественных полюса, поэтому нарастание оказывается монотонным, т. е. без выброса ($\delta = 0$). Частоту $f_{B\sqrt{2}}$ в данном случае проще найти, приравняв модуль передаточной функции $K_{AF}(f) = K_A/\sqrt{2F}$, при замене постоянных времени τ_{p1} , τ_{p2} частотами полюсов f_{p1} , f_{p2} :

$$K_{AF}(f) = \frac{K_A}{F\sqrt{[1 + (f/f_{p2})^2][1 + (f/f_{p1})^2]}} = \frac{K_A}{\sqrt{2}F}.$$

Решение этого уравнения относительно искомой частоты имеет такой вид:

$$f_{\text{в } \sqrt{2}} = \sqrt{-\frac{(Ff_{p1})^2 + f_{p2}^2}{2}} + \sqrt{\left[\frac{(Ff_{p1})^2 + f_{p2}^2}{2}\right]^2 + (Ff_{p1}f_{p2})^2}.$$

Полученное значение частоты $f_{\text{в } \sqrt{2}} = 2,47$ МГц, как и следовало ожидать, близко к $f_{p2} = 2,5$ МГц, ибо частота второго полюса во много раз выше f_{p1} ($Ff_{p1} = 1000 \cdot 0,02 = 20$ МГц).

Время установления, найденное по формуле (2.59), весьма близко к 0,14 мкс.

Что касается элементов цепи ОС (рис. 3.7,а), то можно, выбрав $R_{B1} = 3$ кОм, получить

$$R_{B2} = \frac{R_{B1}}{K_{AF}} = \frac{3000}{200} = 15 \text{ Ом и}$$

$$C_B = \frac{1}{2\pi f_{zB} R_{B1}} = \frac{1}{6,28 \cdot 2,5 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 10^3} = 21,2 \cdot 10^{-12} \text{ Ф} = 21,2 \text{ пФ}.$$

Значительно лучшие результаты в смысле возможности расширения полосы пропускания частот могут быть достигнуты, если частоту нуля f_{zB} функций передачи $T(p)$ и $B(p)$ выбрать большей f_{p2} (рис. 7.8).

Так как $T(p) = B(p)K_A(p)$, а $B(p) = B(1 + p\tau_{zB})/(1 + p\tau_{pB}) \approx \approx B(1 + p\tau_{zB})$, то согласно (7.41) получим

$$T(p) = \frac{BK_A(1 + p\tau_{zB})}{(1 + p\tau_{p1})(1 + p\tau_{p2})}. \quad (7.61)$$

Вносимый множителем $1 + p\tau_{zB}$ опережающий фазовый сдвиг позволяет получить запас по фазе не менее 45° (допуская, что полюс с частотой $f_{pB} = 1/2\pi\tau_{pB}$ не является доминирующим) на более высокой частоте.

Отбросив в (7.59) множитель $1 + p\tau_{pB}$, находим коэффициенты (7.45)

$$m = (\tau_{p1} + \tau_{p2})/F + \tau_{zB}, \quad n = \tau_{p1}\tau_{p2}/F$$

и зависящую от них добротность

$$Q = \sqrt{n/m} = \sqrt{F\tau_{p1}\tau_{p2}} / (\tau_{p1} + \tau_{p2} + F\tau_{zB}). \quad (7.62)$$

Принимая во внимание связь между постоянной времени полюса (нуля) и его частотой ($\tau_p = 1/2\pi f_p$), несложно прийти к уравнению для частоты нуля f_{zB} с таким решением

$$f_{zB} = \frac{QFf_{p1}f_{p2}}{\sqrt{Ff_{p1}f_{p2}} - Q(f_{p1} + f_{p2})}. \quad (7.63)$$

Последнее выражение показывает, что при глубокой ОС частоту нуля приходится выбрать более высокой (не снижая принятого запаса по фазе).

Как видно из рис. 7.8 и (7.62), на частоте $f > 10f_{p1}$ образуется фазовый сдвиг -90° , следовательно, вносимый нулем с f_{zB} и полюсом и с f_{p2} фазовый сдвиг

$$\varphi_{z, p} = -\operatorname{arctg} f/f_{p2} + \operatorname{arctg} f/f_{zB} \quad (7.64)$$

по абсолютному значению не должен превышать 45° .

Функция

$$\operatorname{tg} \varphi_{zp} = -\frac{(1/f_{p2} + 1/f_{zB}) f}{1 + f^2/f_{p2}f_{zB}} \quad (7.65)$$

не отличается от выражения (7.25), т. е. она также проходит через минимум на частоте, средней между f_{p2} и f_{zB}

$$f_M = \sqrt{f_{p2}f_{zB}}, \quad (7.66)$$

причем

$$\operatorname{tg} \varphi_{zp \min} = -\frac{1}{2} \left(\sqrt{\frac{f_{zB}}{f_{p2}}} - \sqrt{\frac{f_{p2}}{f_{zB}}} \right). \quad (7.67)$$

Для определения $\varphi_{zp \min}$ может быть использован рис. 7.7, если принять $\varphi_{zp \min} = \varphi_{K \min}$, а под отношением частот нуля и полюса понимать f_{zB}/f_{p2} . Приравняв $\varphi_{zp \min} = -45^\circ$, несложно найти максимально допустимую частоту нуля, решая уравнение $0,5 \left(\sqrt{f_{zB}/f_{p2}} - \sqrt{f_{p2}/f_{zB}} \right) = 1$:

$$f_{zB \max} = (3 + \sqrt{8}) f_{p2} = 5,828 f_{p2}. \quad (7.68)$$

Отсюда ясно, что для обеспечения устойчивости с принятым запасом по аргументу частоту нуля функции $B(p)$ следует выбирать из условия

$$f_{zB} \leq 5,828 f_{p2}. \quad (7.69)$$

Пример 5. Рассчитать основные характеристики широкополосного ОУ с параметрами, приведенными в примере 3, при следующих вариантах исходных данных: 1) $Q=0,707$ при максимально допустимой глубине ОС; 2) $Q=0,707$ и $K_{AF}=200$.

Для первого варианта частоту нуля f_{zB} следует выбрать предельно максимальной, т. е.

$$f_{zB} = 5,828 f_{p2} = 5,828 \cdot 2,5 = 14,57 \text{ МГц}$$

и дальше решить уравнение (7.63) относительно F (при $f_{zB}=5,828 f_{p2}$)

$$F^2 + 5,828 \left[2 \left(1 + \frac{f_{p2}}{f_{p1}} \right) - \frac{5,828 f_{p2}}{f_{p1} Q^2} \right] F + \left[5,828 \left(1 + \frac{f_{p2}}{f_{p1}} \right) \right]^2 = 0.$$

Физически реализуемый корень этого уравнения $F=F_{\max}=7030$, при котором

$$K_{AF} = K_A/F = 200\,000/7030 = 28,4; \quad f_{A0} = \sqrt{F f_{p1} f_{p2}} = \sqrt{7030 \cdot 2,5 \cdot 0,02} = \\ = 18,75 \text{ МГц} = f_B \sqrt{2}, \quad \delta = 4,5\%, \quad \hat{t}_y = 2,1, \quad t_{Ay} = 17,8 \text{ нс.}$$

Для второго варианта, чтобы получить $K_{AF}=200$, глубина ОС $F=K_A/K_{AF}=200\,000/200=1000$ не должна превышать максимально допустимой, что обеспечивает его реализацию. Здесь $f_{A0}=0,707 \text{ МГц}=f_B \sqrt{2}$, $\delta=4,5\%$, $\hat{t}_y=2,1$, $t_{Ay}=47 \text{ нс}$. Для расчета элементов цепи ОС необходимо определить частоту нуля по формуле (7.63):

$$f_{zB} = \frac{Q f_{p1} f_{p2}}{\sqrt{f_{p1} f_{p2}} - Q(f_{p1} + f_{p2})} = \frac{0,707 \cdot 1000 \cdot 2,5 \cdot 0,02}{\sqrt{1000 \cdot 2,5 \cdot 0,02} - 0,707(2,5 + 0,02)} = 6,68 \text{ МГц.}$$

В этом варианте расчета наибольший фазовый сдвиг $|\varphi_{zp}|$ при $f_z/f_p = f_{zB}/f_{p2} = 6,68/2,5 = 2,67$; узнаем из рис. 7.7, что он равен 29° , запас по фазе при этом составляет $90^\circ - |\varphi_{zp}| = 90^\circ - 29^\circ = 61^\circ$, т. е. больше минимально допустимого $\theta_{\min} = 45^\circ$.

Если принять $R_{B1} = 3 \text{ кОм}$, то для первого варианта

$$R_{B2} = 3000/28,4 = 105,6 \text{ кОм и } C_B = 1/6,28 \cdot 14,57 \cdot 10^6 \cdot 3 \cdot 10^3 = 3,64 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 3,64 \text{ пФ,}$$

а для второго

$$R_{B1} = 3 \text{ кОм; } R_{B2} = 15 \text{ Ом; } C_B = 7,95 \text{ пФ.}$$

7.3.4. ПРИМЕНЕНИЕ ВЫСОКОЧАСТОТНЫХ КОРРЕКТИРУЮЩИХ LCR-ЦЕПЕЙ

Отношение частот полюсов каскадов получается наименьшим при наибольшей крутизне АЧХ за пределами полосы пропускания. Предел, к которому стремится фазовый сдвиг (асимптотический фазовый сдвиг), зависит от крутизны асимптоты АЧХ. Так, если крутизна асимптоты однополюсной функции составляет -6 дБ/окт , асимптотический фазовый сдвиг равен -90° , двухполюсной -12 дБ/окт и -180° . Чтобы фазовый сдвиг не превысил допустимого $-180^\circ (1-y)$, крутизна асимптоты не должна превышать -10 дБ/окт ($\lim \varphi_T$ и $\lim dG_E(f)/d(f/f_{оп})$ пропорциональны).

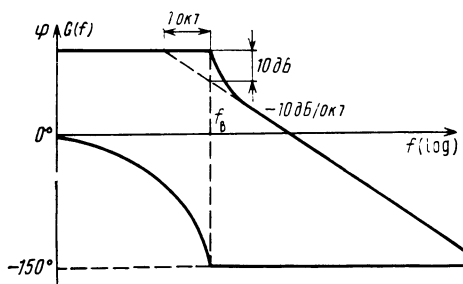


Рис. 7.10. Амплитудно-частотная характеристика при $G(f) = \text{const}$ на $f < f_B$ и фазочастотная характеристика при $\varphi = \text{const}$ на $f > f_B$

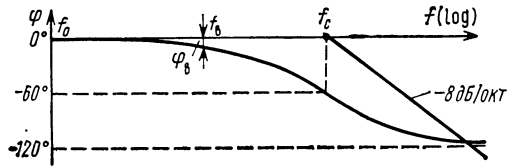
В идеальных условиях возвратное отношение в пределах полосы пропускания должно быть постоянным; если $B(f) = \text{const}$, то должно быть и $G_E(f) = \text{const}$ на всех частотах ниже f_B ; для наиболее быстрого снижения возвратного отношения $20 \lg T(f)$ фазовый сдвиг берется равным -150° ($y = 1/6$). Если $G_E(f) = \text{const}$ при $f < f_B$, $\varphi = \text{const}$ и $\varphi_T = \text{const}$ при $f > f_B$, характеристики принимают вид кривых на рис. 7.10. Для трехполюсной функции (трехкаскадного усилителя) крутизна асимптоты равна -18 дБ/окт , а асимптотический фазовый сдвиг -270° . Это означает, что при повышении частоты, начиная с некоторого значения f_c , неизбежно вступает в действие еще одна полубесконечная составляющая с крутизной -8 дБ/окт (рис. 7.11), и фазовый сдвиг, будучи пропорциональным крутизне, дополнительно будет зависеть и от f/f_c (табл. 7.2). При любом значении f_c на частоте f_B вносится

**Зависимость фазового сдвига от частоты при полубесконечной АЧХ
с различной крутизной асимптоты**

f/f_c	f/f_c , окт	Фазовый сдвиг φ при крутизне асимптоты, дБ/окт			
		6	—8	10	18
1/4	—2	9,2°	—12,2°	15,3°	—27,6°
$\sqrt{2}/4$	—1,5	13,1	—17,4	21,9	—39,3
1/2	—1	18,8	—25	31,4	—56,5
$\sqrt{2}/2$	—0,5	27,6	—34	46	—83
1	0	45	—60	75	—135
$\sqrt{2}$	0,5	62,4	—83	104	—187
2	1	71,2	—95	118	—214
$2\sqrt{2}$	1,5	76,8	—102	128	—231
4	2	80,8	—108	135	—242

отрицательный фазовый сдвиг φ_b , запас по фазе станет меньше допустимого, возникает необходимость дополнительного фазового сдвига, который образуется при положительном наклоне асимптоты.

Рис. 7.11. Полубесконечная амплитудно-частотная характеристика и соответствующая ей фазочастотная характеристика



Так, АЧХ возвратного отношения на рис. 7.12,а образована из трех составляющих: 2 — линия, отдельно показанная на рис. 7.10 (—10 дБ/окт); 3 — полубесконечная (10 дБ/окт), вносящая положительный фазовый сдвиг, и 4 — полубесконечная с отрицательной крутизной —18 дБ/окт. Результат суммирования этих составляющих представлен на рис. 7.12,б кривой 1, которая при интервале между частотами f_b и f_c , равном 1 окт, обеспечивает получение запаса по аргументу $y=1/6$, т. е. 30° (по модулю, как видно из рис. 7.12,а, был предусмотрен запас $x=-9$ дБ).

Диаграмма Найквиста для области верхних частот при $x=9$ дБ и $y=1/6$ представлена на рис. 7.13.

Так как в общем случае $T(f) = B(f)K_E(f)$, то

$$20 \lg B(f) = 20 \lg T(f) - 20 \lg K_E(f) = 20 \lg T(f) - G_E(f),$$

что и определяет вид АЧХ цепи ОС, т. е. функцию $20 \lg B(f)$ (кривая 3 на рис. 7.14), который зависит от АЧХ возвратного отношения $20 \lg T(f)$ (кривая 2, перенесенная с рис. 7.12) и АЧХ трехкаскадного усилителя $G_E(f)$ (кривая 1).

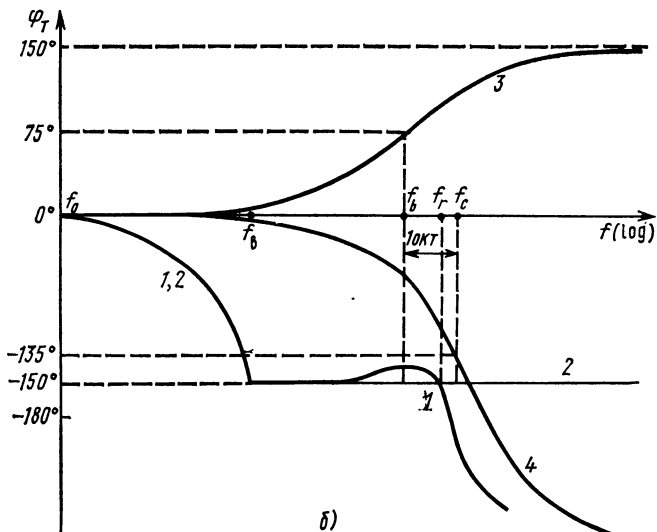
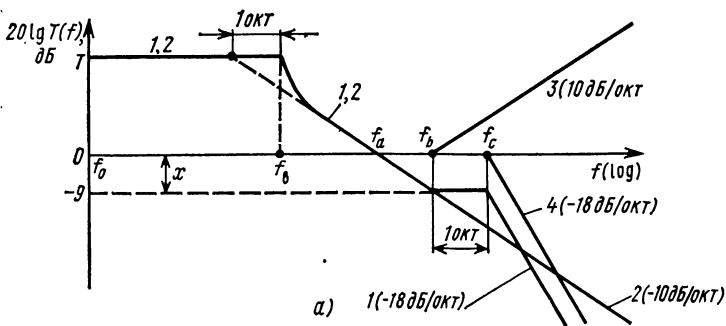


Рис. 7.12. Амплитудно- (а) и фазочастотная (б) характеристики функции $T(jf)$

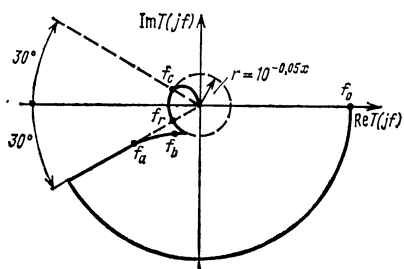


Рис. 7.13. Диаграмма Найквиста при идеальном срезе

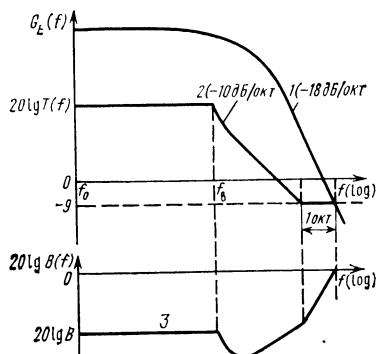


Рис. 7.14. Амплитудно-частотные характеристики усилителя (1), обратного отношения (2) и передачи напряжения

Реализация характеристик рассмотренного среза (называемого идеальным) возможна с известной, практически доступной точностью; необходима для этого корректирующая цепь содержит много элементов, включая катушки индуктивности. При идеальном срезе требуемое отношение частот полюсов при $f_{p2,3} = f_{p2} = f_{p3} > f_{p1} = f_n$ находится из условия $10 n = 20 \lg T + x$, где n — число октав, которое содержит отношение частот $f_c/f_n = f_{p2,3}/f_{p1} = 2^{(2 \lg T + 0,1x)}$. Так, при $T=100$ и $x=9$ дБ $f_{p2,3}/f_{p1} = 2^{4,9} \approx 30$. При отсутствии корректирующих элементов отношение частот полюсов при $F=101$ (как следует из рис. 7.3) должно быть не менее 368. Уменьшение частот полюсов $f_{p2} = f_{p3}$ более чем в 12 раз позволяет при идеальном срезе увеличить глубину ОС не меньше чем в 144 раза или расширить полосу пропускания частот.

7.3.5. УСТОЙЧИВОСТЬ В ОБЛАСТИ НИЖНИХ ЧАСТОТ

Обеспечить устойчивость в области нижних частот легко, так как изменение частоты полюса какого-либо каскада не влияет на усиление в области средних частот, что позволяет в принципе выбирать любое требуемое отношение частот полюсов. Фактически отношение полюсов $f_{p1}/f_{p2,3}$ при $f_{p1} = f_n$ не удается выбрать произвольно большим, так как это, согласно (2.38) и (2.41), требует увеличения емкостей конденсаторов (например, C_1 на рис. 2.16,б), что приводит к возрастанию их размеров, снижению сопротивления изоляции и т. д.

Обеспечить устойчивость можно без разделительных конденсаторов, используя непосредственные связи, так как число цепей, передаточная функция которых содержит по одному полюсу и которые вносят фазовые сдвиги, может быть меньше числа каскадов, охваченных ОС (рис. 7.15).

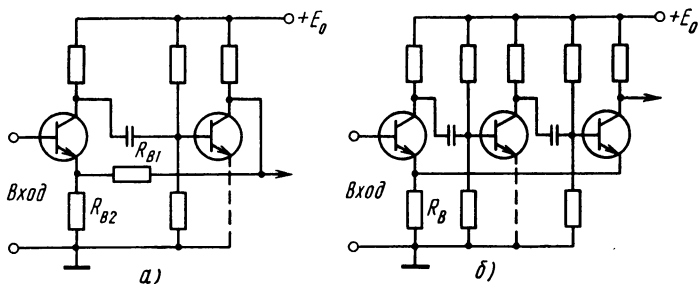


Рис. 7.15. Упрощенные схемы усилителей (без цепи питания) с последовательной ОС по напряжению (а) и току (б)

Для уменьшения отношения $f_{p1}/f_{p2,3}$ (повышения частот полюсов), что позволяет получить меньшие емкости разделительных конденсаторов (и индуктивности обмоток трансформаторов), известное применение находят низкочастотные корректирующие RC-цепи, в частности конденсаторы в эмиттерных цепях, умерен-

но увеличивающие крутизну среза и вносящие сравнительно небольшой фазовый сдвиг. Функция передачи такого рода цепей обладает полюсом и нулем, изменяя их частоты, можно увеличить отношение частот полюсов функции $T(p)$, не применяя конденсаторы большой емкости. Эти корректирующие цепи встречаются

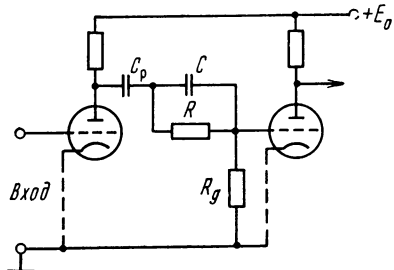


Рис. 7.16. Схема каскада с низкочастотной корректирующей RC-цепью

в каскадах предварительного усиления ламповых усилителей большой мощности (рис. 7.16).

Для усилителей с глубокой ОС, используемых в устройствах многоканальной связи, геометрические размеры петли ОС должны быть минимальными, что вынуждает ограничивать емкости разделительных и блокировочных конденсаторов. При формировании низкочастотного среза следует получить зависимости $T(f)$ и $\varphi_T(f)$, наиболее приближающиеся

к идеальным (рис. 7.12). Для этого достаточна крутизна наклона участка АЧХ $T(f)$, расположенного левее горизонтальной части, в среднем несколько меньше 10 дБ/окт.

Расположение конечного асимптотического участка и его наклон зависят от частот $f_{p1}, f_{p2}, \dots, f_{z1}, f_{z2}, \dots$ и разности чисел полюсов и нулей функции $T(p)$; последнюю желательно получить не выше трех, включая полюс, обусловленный присутствием выходного трансформатора или дросселя. А это обеспечивает асимптотический наклон не более 18 дБ/окт.

Глава 8

ПРИМЕРЫ РЕАЛИЗАЦИИ КОНКРЕТНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ



8.1. ОПЕРАЦИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Интегральные ОУ обычно содержат два каскада с ОЭ (или ОИ и ОС) и несколько каскадов с ОК (реже ОБ) или ОС, располагаемых на выходе или на входе и выходе. В современных ОУ предпочтение отдается двухтактному выходному каскаду на комплементарных транзисторах, работающему в режиме В. Тем не менее встречаются ОУ с одноктактными или двухтактными каскадами на транзисторах одной и той же структуры, работающими в режиме А.

Верхняя граница полосы пропускания ОУ доходит до единиц — десятков мегагерц, а коэффициент усиления — до 50 ... 100 дБ и более. Эти усилители, изготавливаемые преимущественно по полупроводниковой технологии, рассчитаны на питание от бипо-

лярного источника, для того чтобы исходные постоянные напряжения между каждым зажимом входа и выхода и общим проводом (корпусом) были равны нулю. Все это обусловило некоторое отличие их параметров от общепринятых.

8.1.1. ПАРАМЕТРЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

К основным параметрам ОУ относятся:

коэффициент усиления G_A при незамкнутой (открытой) петле ОС и $f \rightarrow 0$;

частота единичного усиления f_1 , при которой $G_A(f) = 0$, $K_A(f) = 1$;

амплитуда выходного напряжения $\pm U_{A \max}$ — максимальное выходное напряжение, которое можно получить при определенных нагрузочных условиях; обычно $U_{A \max} \leq (0,6 \dots 0,8) E_0$;

амплитуда выходного тока $\pm I_{A \max}$ — наибольший выходной ток, получаемый при $U_A = U_{A \max}$ — параметр ОУ с защитой выхода от короткого замыкания. При отсутствии защиты параметром является минимально допустимое сопротивление нагрузки $R_{A \min}$;

скорость нарастания выходного напряжения V_U ;

ширина полосы пропускания $f_{P \max}$ при полной выходной мощности;

выходное сопротивление $R_{A \text{ вых}}$ (приводится для открытой петли ОС и короткозамкнутых входов);

напряжение $\pm E_0$ и ток $\pm I_0$, потребляемые от источника питания;

входные сопротивления и емкость несимметричного входа $R_{A \text{ вх}}$ и $C_{A \text{ вх}}$, т. е. промежутка входной зажим — общий провод (корпус), которые определяются по выражению (5.10) и (5.32);

входное сопротивление для синфазного сигнала, определяемое по (5.28);

глубина ОС (коэффициент ослабления) для синфазного сигнала F_s , определяемая по (5.6);

максимально допустимое входное синфазное напряжение $\pm U_{A \text{ вх } s}$, обычно равное $(0,3 \dots 0,5) E_0$;

входные (постоянные) токи $I_{A \text{ вх}}$, не превышающие нескольких десятков микроампер для биполярных транзисторов и нескольких пикоампер для полевых;

входной ток сдвига $I_{A \text{ вх } \text{сд}}$, определяемый как разность входных токов (за счет технологического разброса) и составляющий 10 ... 30% от $I_{A \text{ вх}}$;

среднеквадратическое напряжение шума $W_{A \text{ ш}}$ в полосе 1 Гц или напряжение шума $U_{A \text{ ш}}$ в обусловленном интервале частот;

температурный дрейф ΔU_A , отнесенный ко входу и составляющий единицы и десятки микровольт на 1°C , а в ОУ с преобразованием — не более 1 мкВ/ $^\circ \text{C}$.

Некоторые из этих параметров связаны между собой. В частности, скорость нарастания выходного напряжения V_U зависит от

времени установления t_{Ay} при 100%-ной ОС и от напряжения $U_{A \max}$. Так как t_{Ay} связано с f_1 , то в соответствии со справочными данными

$$V_U = (0,5 \dots 1,2) U_{A \max} f_1. \quad (8.1)$$

Ширина полосы пропускания $f_{P \max}$ зависит от амплитуды выходного сигнала и скорости нарастания выходного напряжения. Эта зависимость объясняется тем, что V_U является наибольшей скоростью изменения выходного напряжения при большом сигнале на входе. Так как максимальная скорость изменения амплитуды $U_{A \max}$ $du_A/dt = 2\pi f U_{A \max}$, то при $du_A/dt = V_U$ $f_{P \max} = V_U/2\pi$. Подставляя (8.1), приходим к очень простому соотношению:

$$f_{P \max} = (0,08 \dots 0,16) f_1. \quad (8.2)$$

Например, ОУ типа 140УД7 характеризуются следующими параметрами: $U_{A \max} = 11,5$ В, $f_1 = 800$ кГц, $V_U = 10$ В/мкс, $f_{P \max} = 0,14$ МГц. Широкополосный ОУ типа 3400 А имеет параметры: $U_{A \max} = 10$ В, $f_1 = 100$ МГц, $V_U = 1000$ В/мкс. При этом $f_{P \max} = 8 \dots 16$ МГц

8.1.2. СХЕМЫ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

Рассмотрим схему ОУ, выполненного по гибридной технологии, предназначенного для аппаратуры широкого применения (рис. 8.1). К его особенностям относится выполнение первого (дифференциального) каскада на сдвоенном полевом транзисторе, что обеспечивает весьма высокое входное сопротивление и небольшую входную емкость. Так как параметры транзисторов $V1$, $V2$,

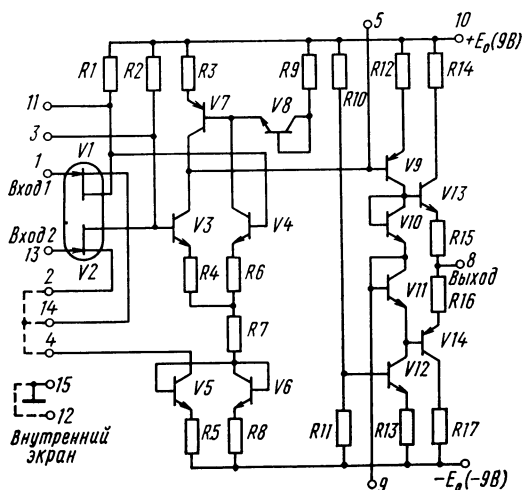


Рис. 8.1. Принципиальная схема операционного усилителя K284УД1, выполненного по гибридной технологии

образующих так называемую сборку, мало отличаются, то уровень температурного дрейфа, отнесенного ко входу, относительно мал. Снижение чувствительности к синфазному сигналу достигается с помощью ГСТ на $V5$, $R5$, вводимого в общую истоковую цепь транзисторов $V1$, $V2$ путем соединения между собой выводов 2, 14 и 4. Транзисторы $V6$, $V8$ в диодном включении и резисторы $R8$, $R9$ выполняют такую же функцию, что и $V5$, $R7$ в схеме на рис. 5.4. Несимметричный дифференциальный каскад содержит усилительные элементы $V3$, $V4$, а в качестве элемента связи — ГСТ на $V7$, $R3$. Для лучшей симметрии плеч в эмиттерные цепи введены резисторы $R4$, $R6$. Снимаемое в коллекторе $V3$ напряжение передается на базу транзистора $V9$ предвыходного каскада, у которого элемент связи с выходным двухтактным каскадом на комплементарных транзисторах $V13$, $V14$ представляет собой ГСТ на $V12$, $R13$.

В этом усилителе благодаря комбинированию $n-p-n$ - и $p-n-p$ -структур не понадобилось применение обособленных цепей сдвига уровня постоянного напряжения.

Операционный усилитель на рис. 8.2 содержит один дифференциальный (несимметричный) каскад на транзисторах $V2$, $V5$; в качестве элемента связи в одном плече используется ГСТ ($V4$).

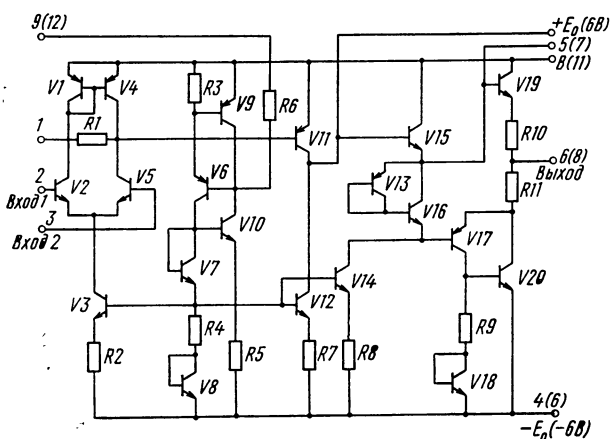


Рис. 8.2. Принципиальная схема операционного усилителя 710УД1 (153УД4), выполненного по полупроводниковой технологии

Снимаемый с коллектора $V5$ сигнал поступает на каскад с ОЭ ($V11$) и далее на каскад с ОК ($V15$), у которых элементы связи представлены ГСТ на $V12$, $R7$ и $V14$, $R8$. Выходной двухтактный каскад выполнен на транзисторах $V19$, $V20$ одной и той же структуры, однако $V20$ представляет собой второй элемент составного транзистора $V17$, $V20$ (рис. 4.19,б), эквивалентного од-

ному транзистору *p-n-p*-структуры, входящему в квазикомплементарную пару. Вместо двух диодов, требуемых для подачи небольшого напряжения смещения на базы транзисторов *V17*, *V19*, используются транзисторы *V13*, *V16*. Резисторы *R10*, *R11* предназначены для защиты ОУ от короткого замыкания. Работоспособность ОУ при колебаниях питающего напряжения в широких пределах обеспечивается регулятором — стабилизатором на транзисторах *V6*, *V10*.

В заключение рассмотрим схему еще одного ОУ (рис. 8.3) с широкой полосой пропускания. Входной дифференциальный каскад усилителя выполнен на составных полевых транзисторах *V1*, *V3* и *V9*, *V7* с каскодным соединением (рис. 4.19,а), что способствует снижению входной емкости, равной 3 пФ, при входном сопротивлении $1 \cdot 10^{11}$ Ом. В качестве элементов связи с последующим

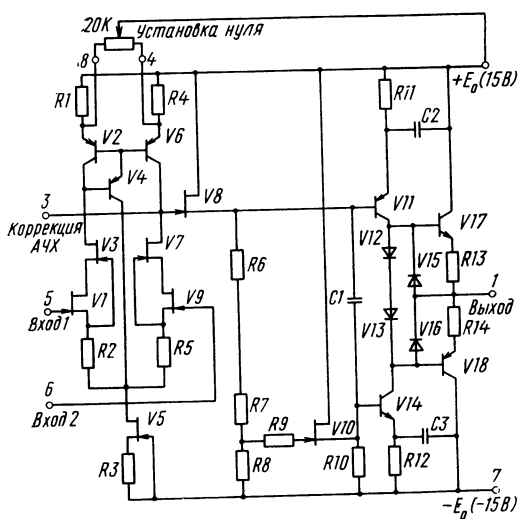


Рис. 8.3. Принципиальная схема широкополосного операционного усилителя 3554ВМ, выполненного по гибридной технологии

обеспечивает возбуждение выходных транзисторов. Таким путем образуется (если достигнута симметрия плеч) двухтактный предвыходной каскад, работающий в режиме А.

Конденсаторы *C1—C3* являются элементами внутренней коррекции АЧХ.

В этом ОУ предусмотрены внешняя регулировка нуля и коррекция АЧХ.

Резисторы *R13*, *R14* совместно с диодами *V15*, *V16*, поочередно (в пределах периода сигнала) открывающимися при избыточном напряжении, способствуют защите выходных транзисторов, особенно при коротком замыкании на выходе.

шим истоковым повторителем (*V8*) используются два ГСТ: *V6*, *R4* и для симметрии плеч *V2*, *R1*. По своей структуре этот входной каскад близок к изображенному на рис. 5.6. Далее расположен предвыходной каскад на *V11* с ГСТ на *V14*, *R12* в качестве элемента связи с выходными комплементарными транзисторами *V17*, *V18*. Диоды *V12*, *V13*, как обычно, предназначены для стабилизации тока покоя выходных транзисторов. За счет подачи напряжения сигнала резисторы *R6—R9* и *V10* на базу транзистора *V14* переходят в режим усиления и тем самым совместно с *V11*

8.2. УСИЛИТЕЛИ ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ

Микрофонные и студийные усилители. Звуковой тракт студийного оборудования содержит большое число усилителей различного значения, начиная с микрофонного. Так, в пульте звукорежиссера используются 6 типов усилителей, общее число которых превышает 140. В целом звуковые тракты студийного оборудования содержат свыше 500 усилителей.

Большинство типов усилителей имеют несимметричные вход и выход. Для перехода от двухпроводной линии используется трансформатор, располагаемый перед усилителем, в частности микрофонным; а при работе усилителя на длинную линию также требуется трансформатор.

Из всего многообразия студийного оборудования рассмотрим принципиальные схемы микрофонного и студийного смесительного усилителей.

Основное требование, предъявляемое к микрофонному усилителю, — весьма низкий уровень шума (порядка — 70 дБ) удаётся выполнить с помощью трансформатора, обеспечивающего максимальное отношение сигнал-шум.

В схеме на рис. 8.4 основное усиление создает ИМС $A1$, первый каскад которой (см. рис. 5.4) выполнен на биполярных транзисторах и поэтому обладает небольшим отношением сигнал-шум (< 66 дБ) и сравнительно низким входным сопротивлением,

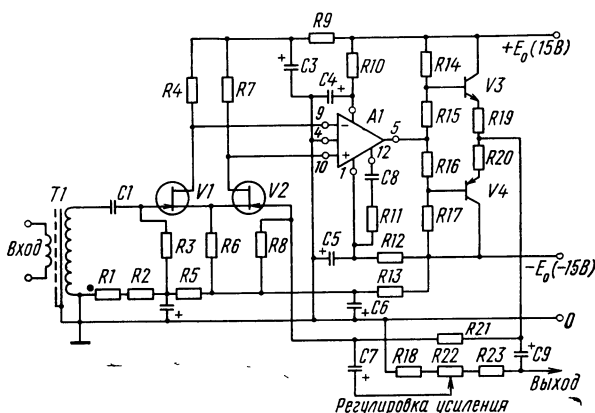


Рис. 8.4. Принципиальная схема малошумящего микрофонного усилителя УМ44 с регулируемым усилением

за счет чего растут потери в микрофоне, линии и во входном трансформаторе. От этого избавлен каскад на полевых транзисторах $V1, V2$. Для согласования $A1$ с нагрузкой — линией с последующими блоками, обладающей сопротивлением 150 ... 600 Ом, применен выходной двухтактный каскад на комплементарных транзисторах $V3, V4$. Усиление регулируется ступенями по

4 дБ потенциометром $R22$, находящимся в цепи ОС, охватывающей весь усилитель.

Студийный смесительный усилитель (рис. 8.5) предназначен для инвертирования сигнала или для работы в качестве устройства с симметричным входом и несимметричным выходом, не нуждающегося во входном трансформаторе. Поскольку он нагружен линией с небольшим входным сопротивлением, к выходу А2 присоединен двухтактный бестрансформаторный каскад на комплементарных транзисторах.

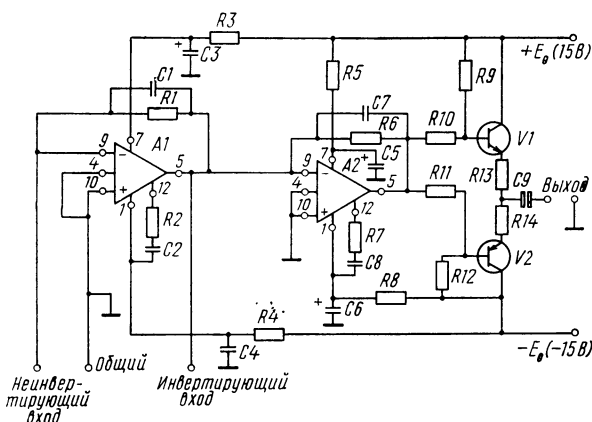


Рис. 8.5. Принципиальная схема смесительного усилителя, выполненного на ИМС К140УД1

Коэффициент усиления смесительного усилителя равен единице, что достигается за счет большой глубины ОС, близкой к 100%-ной, реализуемой с помощью элементов $R1$, $C1$ и $R6$, $C7$. Для обеспечения устойчивости используются элементы коррекции АЧХ $R2$, $C2$ и $R7$, $C8$.

Предварительные усилители. Рассмотрим сдвоенный усилитель К548УН1 А/Б, выполненный на одном кристалле (рис. 8.6).

К его достоинствам относится низкий уровень шума, способность работать от униполярного источника питания в широком интервале напряжений (9...30 В), меньшее количество навесных (внешних) элементов, незначительное различие между параметрами двух независимых частей.

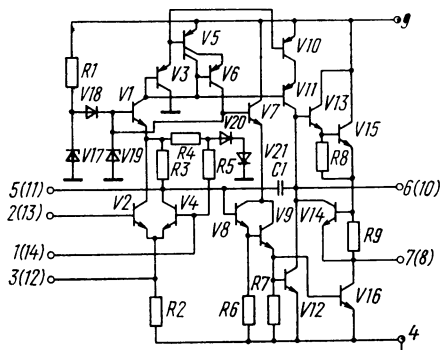


Рис. 8.6. Принципиальная схема интегрального предварительного усилителя типа К548УН1 (один канал)

Каждый из усилителей содержит входной несимметричный дифференциальный каскад на транзисторах $V2$, $V4$, работающих при малом коллекторном токе, т. е. с минимальным коэффициентом шума. Напряжение сигнала, снимаемое с коллектора $V4$, подается на вход сдвоенного эмиттерного повторителя ($V8$, $V9$). Далее сигнал поступает на базу предвыходного транзистора $V12$, включенного по схеме с ОЭ, с ГСТ на транзисторах $V11$, $V10$, используемым в качестве элемента связи. Выходной каскад представляет собой еще один сдвоенный эмиттерный повторитель на $V13$, $V15$ с транзистором $V16$ в качестве элемента связи в выходной цепи усилителя. Транзистор $V14$ совместно с резистором $R9$ предназначен для защиты усилителя от влияния короткого замыкания на выходе и ограничивает выходной ток до 12 мА. Выводы 1(14) (в скобках указаны выводы от второго усилителя) относятся к неинвертирующему входу, а 2(13) — к инвертирующему. Если к уровню шума не предъявляется жестких требований, сигнал подают на неинвертирующий вход, а напряжение ОС — на инвертирующий. В противном случае сигнал подают также на вывод 1(14), вывод 2(13) соединяют с общим проводом (корпусом), а напряжение ОС поступает на вывод 3(12).

Питание первых каскадов усилителя осуществляется через стабилизатор напряжения, выполненный на стабилитроне $V19$, напряжение на который подается через ГСТ на транзисторах $V5$, $V6$. Основное назначение стабилизатора — сглаживание пульсаций и обеспечение работы при незначительных изменениях напряжения источника питания.

Выходные усилители. Особенность этих усилителей, изготавливаемых по полупроводниковой технологии, заключается в том, что в них выходная двухтактная группа каскадов выполнена на квазикомплементарных транзисторах. Например, у ИМС К174УН5 (рис. 8.7), используемой в качестве выходного устройства в радиоприемниках и другой аппаратуре, выходной каскад образован из квазикомплементарных транзисторов $V9$, $V12$, для

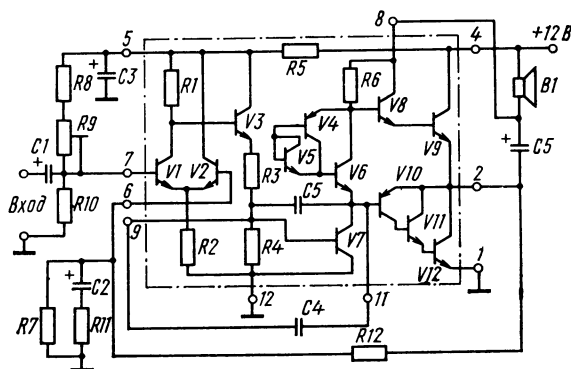


Рис. 8.7. Принципиальная схема выходного усилителя, выполненного на ИМС К174УН5

возбуждения которых требуется двухфазное напряжение, несимметричное по амплитуде, поскольку транзистор V_9 включен по схеме с ОК, а V_{12} — по схеме с ОЭ. Для получения такого напряжения предназначен фазоинверсный каскад на комплементарных транзисторах V_8 , V_{10} , включенных соответственно по схемам с ОК и ОЭ. Часть двухтактной группы из V_8 , V_9 представляет собой по сути дела составной транзистор (рис. 4.19,а), т. е. двоянный эмиттерный повторитель, а часть из V_{10} , V_{11} , V_{12} отличается от схемы на рис. 4.19,б тем, что у нее присутствует буферный эмиттерный повторитель на транзисторе V_{11} , восполняющий недостаточную способность усиливать ток транзистора V_{10} *p-n-p*-структуры.

Входной каскад на транзисторах V_1 , V_2 является несимметричным дифференциальным. От него напряжение сигнала передается эмиттерному повторителю V_3 и дальше предвыходному однотактному каскаду на транзисторе V_7 , в цепи коллектора которого расположены V_4 , V_5 , V_6 , предназначенные для получения напряжения смещения и диодной стабилизации тока покоя транзисторов выходной группы; элементом связи с выходными транзисторами является резистор R_6 , который через конденсатор C_5 соединен с эмиттером составного транзистора V_8 , V_9 . Таким образом, и здесь элемент связи R_6 по переменному току оказывается подключенным к базе и эмиттеру составного выходного транзистора.

Обратная связь является последовательной по напряжению. Выходное напряжение, ослабленное делителем напряжения, образованным из сопротивлений R_{12} и $R_7 \parallel R_{11}$, подается на второй вход дифференциального каскада. Глубина гальванической ОС несколько больше глубины ОС для сигнала, так как резистор R_{11} не принимает участия в ослаблении выходного напряжения.

Усилители станций проводного вещания. Ламповые усилители мощности состоят из четырех каскадов, а на входе и выходе расположены трансформаторы (рис. 8.8). Входной трансформатор выполняет функцию фазоинвертора, поскольку к его первичной обмотке приложено однофазное напряжение, а со вторичной снимается двухфазное напряжение, составляющие которого одинаково усиливаются первыми тремя двухтактными каскадами, что обеспечивает требуемое возбуждение ламп выходного каскада. Из-за значительных фазовых сдвигов, создаваемых выходным трансформатором, напряжение поступающее в цепь ОС, приходится снимать не со вторичной, а с первичной обмотки, которая обладает активным и реактивным (за счет индуктивности рассеяния между обмотками) сопротивлениями. Анодные токи, проходящие через половины первичной обмотки входного трансформатора, в соответствии с рис. 6.11,а,б и формулой (4.156) содержит первую и ряд четных гармоник. Первые гармоники создают на промежутках анод — корпус противофазные напряжения, которые через цепь последовательной по напряжению ОС и делитель напряжения R_9 , R_{10} , R_2 обратно поступают на вход. Четные гармоники

тока, являясь синфазными, создают такого же вида напряжения, которые также передаются во входную цепь усилителя, причем общей ОС они не ослабляются и поэтому оказываются сравнительно большими, создавая перегрузку ламп и сильно искажая полезный сигнал. Для ослабления четных гармоник используются

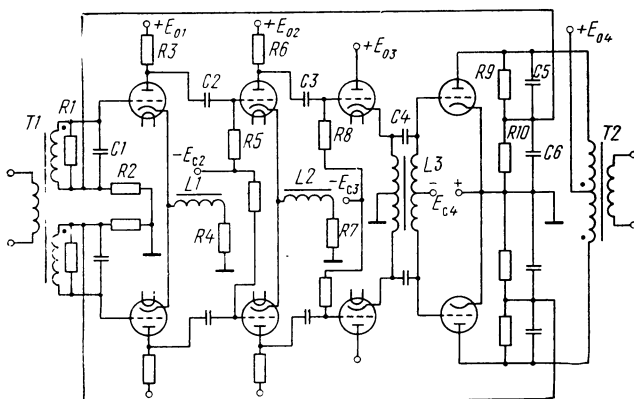


Рис. 8.8. Принципиальная схема усилителя станции про-
водного вещания

цепи местной ОС, элементами которых являются $L1$, $R4$, и $L2$, $R7$. Дросселя $L1$ и $L2$ позволяют увеличить глубину местной ОС с повышением частоты.

Вторичная обмотка входного трансформатора и резисторы $R9$, $R10$ зашунтированы конденсаторами высокочастотного обхода $C1$, $C5$, $C6$, причем один из них ($C5$) может создавать положительный фазовый сдвиг, подобно конденсатору C_B на рис. 3.7. Вместе с разделительными конденсаторами $C2$, $C3$ в те же цепи по мере надобности вводятся не показанные на рис. 8.8 низкочастотные корректирующие цепи.

Следует отметить, что поскольку здесь вход цепи ОС присоединен к промежутку анод — общий провод (корпус), то именно на нем за счет влияния ОС напряжение фона, вызванного пульсациями ЭДС источника питания, уменьшается в F раз. А это приводит к тому, что напряжение фона, существующее на первичной и вторичной обмотках, при введении ОС несколько увеличивается, а не уменьшается, как можно было бы ожидать. Этот эффект особенно заметен, если каскад выполнен на усилительных элементах с высоким выходным сопротивлением, т. е. на лампах с экранирующими сетками и транзисторах¹⁾.

¹⁾ Такая же картина складывается при питании от униполярного источника бестрансформаторного двухтактного каскада с присоединением одного из выводов громкоговорителя не к корпусу, а к источнику питания (рис. 6.23, 8.7).

8.3. ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Усилители сигналов изображения, предназначенные для телевизионных приемников, обычно входят в состав ОУ (например, типа К174УР2), содержащего каскады усиления промежуточной частоты, детектор и др. В передающей аппаратуре цветного телевидения усилители сигналов изображения предназначены для усиления, распределения, фиксации уровня, сложения, вычитания и инверсии сигналов, а также для согласования источников сигнала с нагрузкой. Особенностью таких усилителей является широкая полоса пропускания (0 ... 10 МГц), стабильность коэффициента усиления, высокое входное и низкое выходное сопротивление, минимальные искажения типа дифференциальная фаза ($<0,5^\circ$) и дифференциальное усиление ($<0,5\%$) на частоте цветовой поднесущей 4,43 МГц при сравнительно большом напряжении выходного сигнала (2,2 В на нагрузке с сопротивлением 75 Ом).

Один из таких усилителей, выполненный по гибридно-плечной технологии (рис. 8.9), состоит из двух дифференциальных каскадов: предвыходного и выходного.

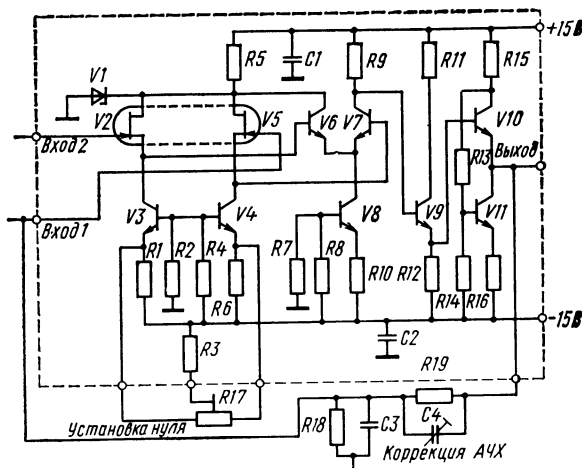


Рис. 8.9. Принципиальная схема усилителя сигналов изображения, выполненного по гибридной технологии

Первый, обеспечивающий высокое входное сопротивление и полосу пропускания, а также низкий уровень шума и температурного дрейфа, выполнен на микросборке из двух полевых транзисторов (V2, V5), генераторы стабильного тока (V3, R1 и V4, R6) используются в качестве элементов связи со вторым несимметричным дифференциальным каскадом (V6, V7), содержащим в общей эмиттерной цепи еще один ГСТ (V8, V10). Все биполярные транзисторы являются бескорпусными СВЧ приборами.

с помощью глубокой ОС. В системах многоканальной связи с относительно небольшим числом каналов при верхней граничной частоте, не выходящей за пределы 8 ... 10 МГц, используется инвертирующий усилитель, чаще всего выполненный на трех каскадах с ОЭ, и два трехобмоточных трансформатора. Для систем с большим числом каналов с полосой частот 4 ... 60 МГц трехобмоточные трансформаторы за счет больших фазовых сдвигов оказываются непригодными. Во входной цепи, как показано на рис. 8.11, применяется трансформатор T_2 , предназначенный для сог-

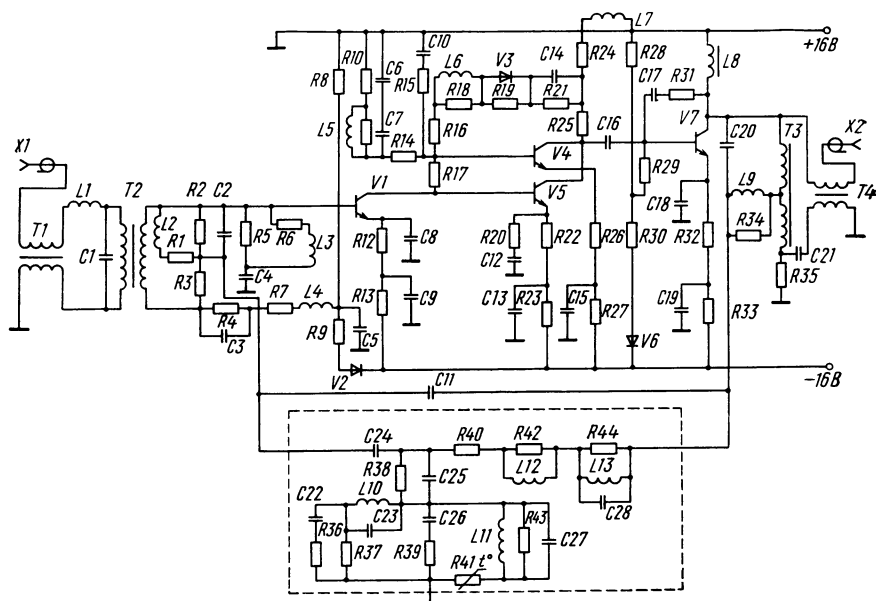


Рис. 8.11. Принципиальная схема линейного усилителя связи

ласования с кабелем и не входящий в состав цепи ОС. На выходе расположен автотрансформатор T_3 , заменяющий делитель напряжения, подобный образованному из сопротивлений Z''_{B3} , Z''_{B4} , на рис. 3.17, а элементом ОС по току, аналогичным Z''_{B2} , является резистор R_{35} . Усилитель, как обычно, состоит из трех каскадов с ОЭ. Второй каскад выполнен на двух транзисторах с отдельными цепями баз и эмиттеров так, что полоса пропускания получается больше, чем у одиночного транзистора. В качестве элемента связи с нагрузкой в выходном каскаде используется дроссель L_8 . Во всех каскадах применяется эмиттерная стабилизация, дополненная в первом и третьем каскадах диодной стабилизацией (V_2 , V_6). Так как глубина общей ОС ограничена для обеспечения устойчивости, а усиление трех каскадов ОЭ получилось избыточным, то оказалось возможным ввести во всех каскадах местные ОС, к элементам которых относятся резисторы R_{12} , R_{20} , R_{32} ,

шунтированные конденсаторы $C8$, $C12$, $C18$ небольших емкостей, найденных по выражению (5.77). Конденсаторы $C9$, $C13$, $C15$ и $C19$ — блокировочные большой емкости (рис. 5.20,а).

Элементы $V3$, $R18$, $R19$, $R21$, $C14$, $L6$, образующие нелинейный корректор, обеспечивают устойчивость по Найквисту при перегрузке сигналом (рис. 7.1,в).

Коррекция зависимости возвратного отношения от частоты осуществляется корректирующими элементами и цепями, находящимися в отдельных каскадах и в цепи общей ОС, обозначенной штриховой линией. В целом элементы коррекции выполнены так, чтобы коэффициент усиления возрастал с повышением частоты и тем самым выравнивал результирующую АЧХ усилителя и кабеля. Так, у рассматриваемого усилителя на частоте 4 МГц коэффициент усиления составляет 7,3 дБ, а при $f=60$ МГц — 28,8 дБ, а глубина ОС в этих условиях изменяется от 30 до 18 дБ.

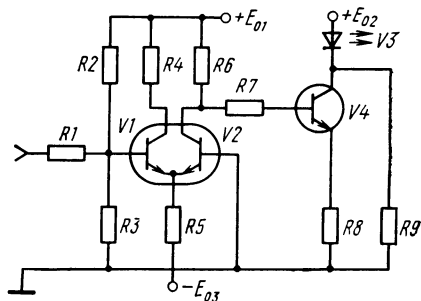
На входе и выходе усилителя расположены трансформаторы $T1$, $T4$ с бифилярными обмотками, устраняющие паразитную ОС через фильтры дистанционного питания. Элементы $C2$, $C11$, и $C20$ являются конденсаторами высокочастотного обхода.

8.5. УСИЛИТЕЛИ ДЛЯ СТЕКЛОВОЛОКОННОЙ ОПТИЧЕСКОЙ СВЯЗИ

На входе волоконно-оптической линии связи располагается передатчик; состоящий из генератора с самовозбуждением, модулятора, усилителя и полупроводникового лазера или светодиода. В передатчике такой линии связи для модуляции (возбуждения) лазерного источника света, выполненного на светодиодах, например GaAs, обычно используется широкополосный усилитель с полосой частот до 300 МГц.

На входе усилителя (рис. 8.12) может быть расположен дифференциальный каскад на сдвоенном транзисторе $V1$ (по схеме с ОК) и $V2$ (по схеме с ОБ), обеспечивающий большую полосу пропускания. Выходной однотактный каскад выполнен по схеме с ОЭ, нагрузка непосредственно включена в коллекторную цепь. Резистор $R8$ в эмиттерной цепи обеспечивает стабилизацию тока покоя и способствует расширению полосы пропускания.

Рис. 8.12. Принципиальная схема широкополосного усилителя, предназначенного для модуляции светового потока, создаваемого лазером



Усилитель приемной части с полосой пропускания 3... 200 МГц и коэффициентом усиления 25 дБ должен работать на 75-омную нагрузку с выходным напряжением порядка нескольких вольт. Поскольку он представляет собой усилитель переменного тока (рис.

8.13), свободный от влияния дрейфа, то оказалось возможным выполнить его по гибридно-пленочной технологии из одноконтурных резисторных каскадов с применением разделительных конденсаторов $C1, C4, C8$.

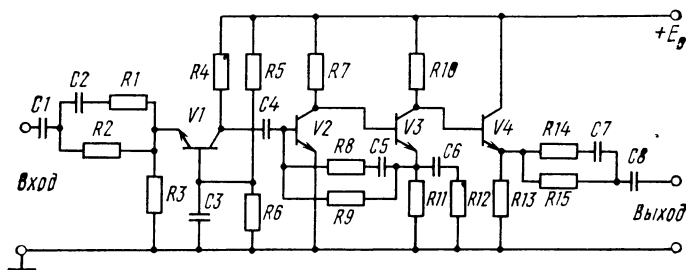


Рис. 8.13. Принципиальная схема широкополосного интегрального усилителя

Первый каскад с ОБ вместе с элементами $R1, R2, C2$ обеспечивает согласование с 75-омным кабелем на входе. Второй и третий каскады охвачены параллельной ОС по току; они и создают в основном усиление сигнала. Резистор $R8$ и конденсатор $C5$ в цепи ОС корректируют АЧХ в области верхних частот. Выходной каскад на транзисторе $V4$ по схеме с ОК вместе с элементами $R14, R15, C7$ обеспечивает согласование с внешней нагрузкой.

Глава 9

СПЕЦИАЛЬНЫЕ ВИДЫ УСИЛИТЕЛЬНЫХ УСТРОЙСТВ



9.1. ИЗОЛИРУЮЩИЕ УСИЛИТЕЛИ

Изолирующие усилители предназначены для того, чтобы разделить по постоянному току (напряжению) входные и выходные цепи. Обычно такого рода усилитель состоит из входного ОУ и расположенного за ним ОУ с оптической связью. В этом случае в качестве связующего звена используется *оптрон* — полупроводниковый прибор, в котором находится излучатель света, управляемый входным током, и фотоприемник, расположенные в общем корпусе. Излучатель света представляет собой светодиод, а фотоприемником служит фоторезистор, фотодиод или фототранзистор (рис. 9.1). Через оптрон возможна только прямая передачи сигнала, поскольку его входная и выходная цепи полностью изолированы.

Предварительное усиление создается операционным усилителем A_1 с симметричным выходом и симметричной ОС. (рис. 9.2); к ее элементам относятся $R1—R3$ и $R2—R4$. С помощью оптрона V_1 сигнал передается оконечному усилителю A_2 . Такой изолирую-

щий усилитель является незаменимым, если требуется усилить или измерять дифференциальный сигнал E_d при существовании весьма сильного, порядка десятков или сотен вольт, синфазного сигнала E_s в форме переменного или постоянного напряжения.

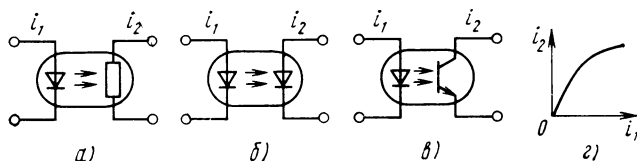


Рис. 9.1. Электрические схемы оптронов и их характеристика прямой передачи

В отличие от разделительного конденсатора оптрон в качестве элемента связи обеспечивает передачу сигнала вплоть до нулевой частоты, т. е. постоянного (условно) напряжения.

Изолирующая способность оптрона очень велика, поскольку его работоспособность сохраняется при высоком напряжении между входом и выходом (порядка десятков киловольт) в диапазоне частот от 0 до 10 ... 100 МГц и выше.

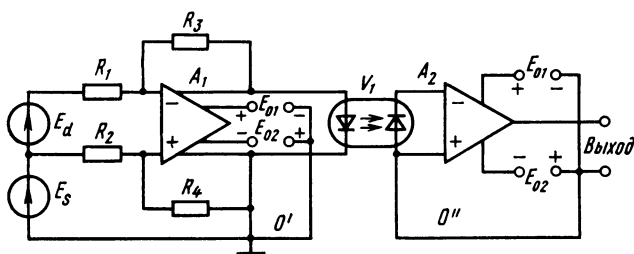


Рис. 9.2. Функциональная схема изолирующего усилителя, способного работать при большой амплитуде синфазного сигнала

Для снижения нелинейных искажений и обеспечения постоянного коэффициента передачи сигнала применяют ОС, осуществляемую с помощью дополнительного оптрона V_1 (рис. 9.3), одно-

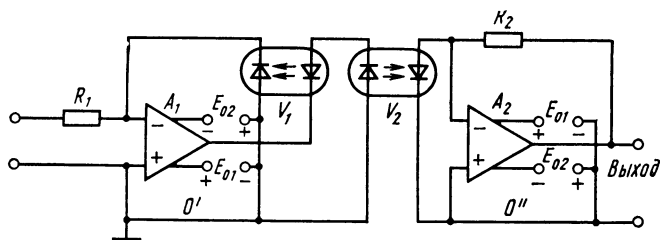


Рис. 9.3. Функциональная схема изолирующего усилителя с обратной связью через оптрон V_1

типного с оптроном прямой передачи сигнала V_2 . Вместо V_1 и V_2 удобно использовать прибор с одним излучателем и двумя фото-диодами, параметры которых при этом меньше отличаются.

Для того чтобы полностью изолировать выход от входа необходимо применять два биполярных источника питания и два общих провода $0'$ и $0''$, не соединенных между собой.

9.2. УСИЛИТЕЛИ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ПРЕОБРАЗОВАНИЕМ СПЕКТРА ЧАСТОТ СИГНАЛА

Усилители постоянного тока с преобразованием характеризуются сравнительно низким уровнем дрейфа, мало зависящим от температуры, времени и питающих напряжений, и в то же время узкой полосой пропускания $0 \dots f_v$, не превышающей $10 \dots 20\%$ несущей частоты f_0 .

Для преобразования усиливаемого постоянного (точнее медленно изменяющегося) напряжения u_{10} в переменное u_1 выполняется операция умножения входного напряжения $u_{10} = U_{10m} \sin \omega t$ на $\cos \omega_0 t$, в результате которой получается $u_1 = U_{10m} \sin \omega t \cos \omega_0 t$, т. е.

$$u_1 = U_{10m} [1/2 \sin 2\pi (f_0 + f) t - (1/2) \sin 2\pi (f_0 - f) t]. \quad (9.1)$$

Такого рода преобразование входного сигнала происходит в балансном модуляторе, чем и объясняется название первого блока усилителя на рис. 9.4.

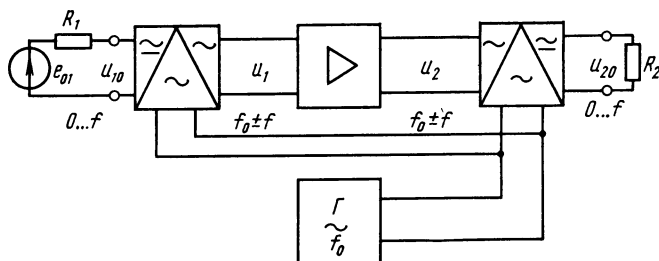


Рис. 9.4. Структурная схема УПТ с преобразованием

Выражение (9.1) показывает, что при изменении полярности u_{10} , т. е. знака $\sin \omega t$, меняется и фаза переменного напряжения. Второй блок, представляющий собой усилитель переменного тока, рассчитывается на пропускание спектра боковых частот, занимающего полосу от $f_0 - f_v$ до $f_0 + f_v$. Если в качестве третьего блока используется обычный выпрямитель (детектор), то выходное напряжение u_{20} не реагирует на изменение полярности входного напряжения (рис. 9.5), что в большинстве случаев нежелательно или недопустимо, например при охвате всего тракта ОС (гальванической, т. е. по постоянному току). Между тем, при использовании балансного демодулятора, иначе фазочувствительного детектора, изменение фазы переменного напряжения u_1 (и u_2) в момент t_0

смены знака u_{10} приводит к изменению полярности выходного напряжения u_{20} . Пульсации несущей частоты сглаживаются соответствующим фильтром в выходной цепи балансного демодулятора.

Балансный модулятор. Простейшим по принципу действия балансным модулятором является контактный прерыватель, в качестве которого используется электромагнитный механизм (рис. 9.6). Частота переключения (несущая частота f_0) при этом не превышает 400...500 Гц, а нередко бывает близкой или равной частоте сети 50 Гц. Элементы R_1 , C_1 , R_2 , C_2 образуют фильтр нижних частот, предназначенный для защиты от фона и других возможных помех. Трансформаторный вход изолирует усилительную часть от входной цепи, что способствует снижению уровня дрейфа (у контактных прерывателей он может быть доведен до 0,01 мкВ/°С) и повышению чувствительности усилителя (например, у вольтметра постоянного тока В2-15 первый предел измерения составляет 3 мкВ). Однако при этом входное сопротивление не удается получить очень высоким. Большим входным сопротивлением обладают бестрансформаторные контактные модуляторы.

Схема усилителя естественно упрощается, если для приведения в действие контактного прерывателя вместо генератора несущей частоты использовать сеть, но в этом случае за счет наво-

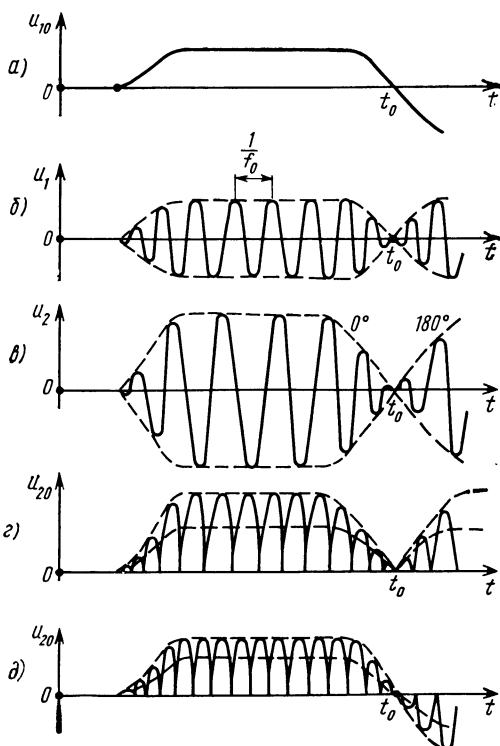
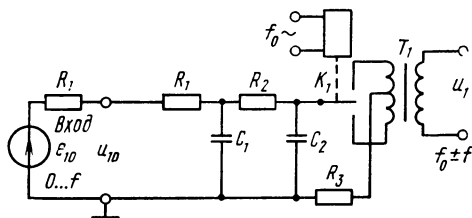


Рис. 9.5. Временные диаграммы напряжений, поясняющие работу УПТ с преобразованием

Рис. 9.6. Схема контактного балансного модулятора



док (фона), синхронных с преобразованным напряжением, повышается уровень дрейфа. Эту помеху можно устранить или значительно снизить, если частоту прерывания выбрать не равной частоте сети.

Другая возможность заключается в использовании транзисторных переключателей, конструктивно более простых, но работающих с более высоким уровнем температурного дрейфа, составляющим в лучшем случае $0,1 \dots 1 \text{ мкВ}/^\circ \text{С}$.

На смену контактному и трансформаторному балансным модуляторам приходят устройства с оптронами (рис. 9.7), принцип

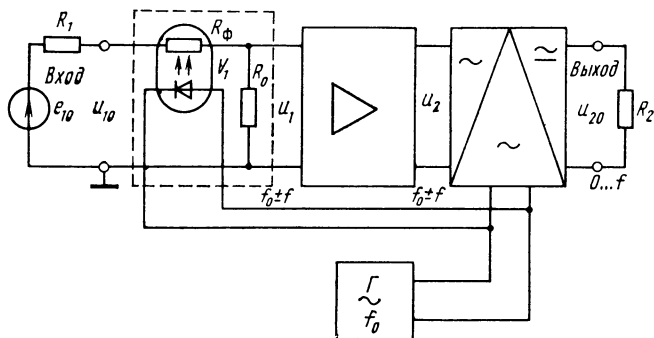


Рис. 9.7. Функциональная схема УПТ с оптронным балансным модулятором

действия которых основан на следующем. При облучении фоторезистора R_{ϕ} , расположенного внутри оптрона, пульсирующим световым потоком его сопротивление колеблется с частотой f_0 . При действии на входе устройства ЭДС e_{10} , например постоянной, в цепи внешнего резистора связи R_0 возникают переменные ток i_1 и напряжение u_1 той же частоты. Напряжение u_1 после усилителя поступает на вход балансного демодулятора. Полоса пропускания УПТ с оптронным модулятором значительно превосходит полосы пропускания других видов УПТ, высшая частота сигнала $f_{\text{в}}$ может достигать десятков мегагерц при соответственно достаточно высокой несущей частоте $f_0 \geq (5 \dots 10) f_{\text{в}}$.

Модуляторы на варикапах, имеющие известное применение, по своей полосе пропускания сравнимы с оптронными.

Балансный демодулятор. По схемному построению и принципу действия балансные демодуляторы во многом сходны с некоторыми видами балансных модуляторов. Практически наиболее распространены демодуляторы на транзисторных переключателях, диодах и контактные.

Демодуляторы на диодах удобнее реализовать по кольцевой схеме, позволяющей осуществлять двухполупериодное выпрямление (рис. 9.8). Процесс открывания и закрывания диодов управления напряжением генератора Γ , равным u_{Γ} , амплитуда которого

должна быть в несколько раз больше амплитуды напряжения u_2 на выходе усилителя переменного тока. Так, в показанном положении закрыты диоды V_2 и V_4 . При симметричных плечах токи i' и i'' , если их появление вызвано только напряжениями $\pm 0,5 u_r$ при $u_2=0$, равны. Обычно они протекают через внешнюю нагруз-

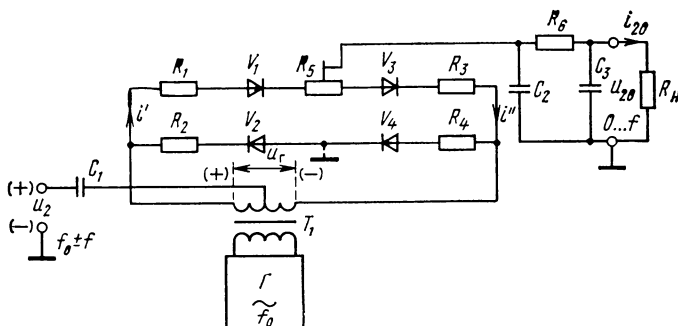


Рис. 9.8. Кольцевая схема балансного демодулятора (фазового детектора)

ку R в противоположных направлениях, поэтому выходной ток $i_{20}=i''-i'=0$. Под действием напряжения u_2 ток i' несколько увеличивается, а i'' уменьшается, и на выходе появляется ток i_{20} , направление которого зависит от полярности напряжения u_2 (которому он практически пропорционален), т. е. перемена полярности u_2 при сохранении знака u_r приводит к обратному соотношению и изменению направления i_{20} . Таким образом, данный демодулятор оказывается чувствительным к изменениям фазы, поэтому он известен под названием фазового (иначе синхронного) детектора. Резисторы R_1, R_2, R_3, R_4 предназначены для установления симметрии плеч и уменьшения тока, потребляемого от генератора Γ . Подстроечный резистор R_5 позволяет устранить разбаланс мостовой цепи, т. е. получить при отсутствии сигнала ($u_2=0$) нулевое выходное напряжение. С помощью фильтра нижних частот C_2, R_6, C_3 осуществляется сглаживание пульсаций, как и в обычном выпрямителе.

9.3. ПАРАМЕТРИЧЕСКИЕ УСИЛИТЕЛИ

Основой параметрического усилителя является управляемый (нелинейный) реактивный двухполюсник (или многополюсник) (рис. 9.9). В магнитном усилителе в качестве такого двухполюсника используется дроссель насыщения, а в емкостном усилителе — варикап (емкостный диод) или вариконд (нелинейный конденсатор).

Напряжение питания подается от источника переменного тока с частотой f_0 , называемой *частотой накачки*, которая должна быть по крайней мере в 5 ... 10 раз выше максимальной частоты сигнала: $f_0 > (5 \dots 10)f_{\max}$.

Принцип действия параметрического усилителя основан на том, что под действием входного сигнала (тока i_r) или напряжения (u_r) изменяется реактивное сопротивление нелинейного двухполюсника X_r и, следовательно, тока в цепи нагрузки, действующее значение которого равно $I_n = E / \sqrt{R_n^2 + X_r^2}$.

Из двух видов емкостных усилителей большего внимания заслуживают использующие варикапы. Простейший усилитель, кроме

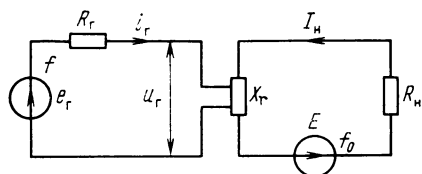


Рис. 9.9. Обобщенная схема параметрического усилителя

варикапа (вариконда), обычно содержит катушку индуктивности, позволяющую образовать колебательный контур, настроенный на частоту $f_r \neq f_0$. Для обеспечения наибольшей чувствительности исходная рабочая точка располагается на боковом участке резонансной кривой с наибольшей крутизной. Кроме того, в

цепи с варикапом обычно присутствуют разделительные элементы — дроссель и конденсатор. Разделительный дроссель препятствует проникновению переменного тока частоты накачки во входную цепь, а разделительный конденсатор устраняет почти короткое замыкание источника сигнала через дроссель и сопротивление нагрузки. Дифференциальный усилитель, характеризующийся отсутствием сигнала частоты f_0 на выходе при $u_r = 0$, выполняется в виде мостовой схемы, содержащей два или четыре варикапа.

Параметрические усилители способны работать при слабом сигнале, так как у них весьма мал коэффициент шума. Частота f_0 при использовании специальных варикапов может достигать сотен мегагерц, что позволяет усиливать не только звуковые, но и сигналы изображения.

Простейший магнитный усилитель представляет собой магнитную цепь с двумя обмотками. Через управляемую обмотку, находящуюся во входной цепи, проходит ток сигнала, изменяющий магнитное поле в сердечнике и, следовательно, магнитную проницаемость и индуктивность другой обмотки, называемой рабочей, в цепи тока частоты накачки и, следовательно, нагрузки.

Чтобы устранить передачу тока (вследствие трансформации) из рабочей обмотки в управляющую, разделяют магнитные потоки, создаваемые отдельными обмотками. Для компенсации выходного тока частоты f_0 при отсутствии сигнала на входе используют мостовую схему из двух дросселей насыщения.

В радиоэлектронных устройствах магнитные усилители применяются в стабилизаторах напряжения (постоянного и переменного), в термисторах для управления работой подогревателей, для приведения в действие реверсивных электродвигателей, питаемых токами, сдвинутыми по фазе на 90° , предназначенных для вращения следящей системы, направленных антенн и пр. К достоинствам магнитных усилителей относятся высокая механическая проч-

ность и долговечность, однако эти усилители непригодны для усиления сигналов даже звуковой частоты.

В заключение следует отметить, что дифференциальные параметрические (реактивные) усилители (каскады) находят применение в качестве балансных модуляторов УПТ с преобразованием спектра частот сигнала.

9.4. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛА И ПОЛНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ ОПЕРАЦИОННЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ

9.4.1. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛА

Под преобразованием аналогового сигнала понимается изменение его масштаба (уровня) в заданное число раз с высокой степенью точности, интегрирование, дифференцирование, логарифмирование и т. п. Все эти операции выполняются, как правило с помощью операционного усилителя.

Масштабный усилитель. Масштабный усилитель представляет собой ОУ (рис. 9.10) с весьма глубокой ОС, инвертирующий или

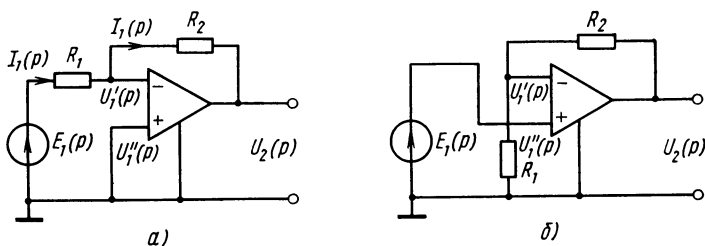


Рис. 9.10. Схемы инвертирующего (а) и неинвертирующего (б) операционных усилителей

неинвертирующий напряжение сигнала. В первом случае (рис. 9.10,а) напряжение на неинвертирующем входе $U''_1(p) = 0$, а на инвертирующем $U'_1(p) = E_1(p) - R_1 I_1(p)$, где $I_1(p) = [U'_1(p) - U'_2(p)]/R_2$, $U_2(p) = -K_A U'_1(p)$. Из этих уравнений несложно определить коэффициент передачи

$$\frac{U_2(p)}{E_1(p)} = - \frac{K_A R_2}{(1 + K_A) R_1 + R_2}$$

и входное сопротивление

$$R_{вх} = \frac{U'_1(p)}{I_1(p)} = \frac{R_2}{1 + K_A}.$$

Так как коэффициент K_A очень велик (тысячи, десятки тысяч), то $1 + K_A \approx K_A$, а $K_A R_1 \gg R_2$ и

$$\frac{U_2(p)}{E_1(p)} \approx - \frac{R_2}{R_1},$$

т. е. коэффициент передачи зависит не от свойств ОУ, а от отношения сопротивлений в цепи ОС.

Во втором случае (рис. 9.10,б) $U_2(p) = -K_A[U'_1(p) - U''_1(p)] = K_A[R_1 U_2(p)/(R_1 + R_2) - E_1(p)]$, откуда следует, что

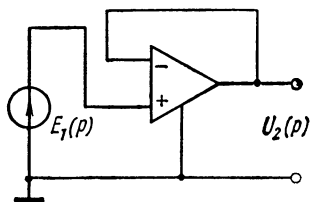


Рис. 9.11. Схема операционного повторителя напряжения

$$\frac{U_2(p)}{E_1(p)} = \frac{K_A}{1 + K_A R_1/(R_1 + R_2)} \approx 1 + \frac{R_2}{R_1},$$

а при $R_2 \gg R_1$

$$\frac{U_2(p)}{E_1(p)} \approx \frac{R_2}{R_1}. \quad (9.1)$$

Частным видом масштабного усилителя является *операционный повторитель напряжения* (рис. 9.11), получаемый при отключении R_1 ($R_1 = \infty$) или закорачивании R_2 ($R_2 = 0$) (эти сопротивления можно исключить вообще, соединив выход с инвертирующим входом).

Очевидно, что при $R_1/(R_1 + R_2) = 1$

$$\frac{U_2(p)}{E_1(p)} = \frac{K_A}{1 + K_A} \approx 1.$$

Входное сопротивление неинвертирующего усилителя и особенно операционного повторителя за счет очень глубокой последовательной ОС исключительно велико.

Интегрирующие усилители. Напряжение на выходе интегрирующего усилителя должно быть пропорциональным интегралу от ЭДС входного сигнала, т. е.

$$u_2(t) = A \int_0^t e_1(t) dt,$$

где A — коэффициент пропорциональности с размерностью, обратной времени. При ступенчатой ЭДС $e_1(t) = E_1 \cdot 1(t)$ выходное напряжение изменяется пропорционально времени

$$u_2(t) = Bt, \quad (9.2)$$

где $B = \text{const}$.

При статических элементах R и C операцию интегрирования удастся выполнить приближенно, поскольку нормированная переходная характеристика RC -цепи вида, показанной на рис. 2.6,а, выражается (при замене в (2.56) u_1 на e_1 и τ_2 на τ) следующим образом: $\hat{h}(t) = u_2(t)/K_E E_1 = 1 - e^{-t/\tau}$. При большой постоянной времени $\tau = CR$ (точнее при $t/\tau \ll 1$).

$$\hat{h}(t) = 1 - \left(1 - \frac{t}{\tau} + \frac{t^2}{2! \tau^2} - \frac{t^3}{3! \tau^3} + \dots\right) \approx \frac{t}{\tau}$$

и закон (9.2) приближенно соблюдается. Для получения большой постоянной времени требуется высокоомный резистор, при котором повышается шум, и конденсатор со значительной емкостью,

неудобный в конструктивном отношении. Кроме того, при большой τ заметно снижается уровень сигнала (точнее его составляющие сравнительно высоких частот). Поэтому предпочтение отдают интегрирующему ОУ (рис. 9.12).

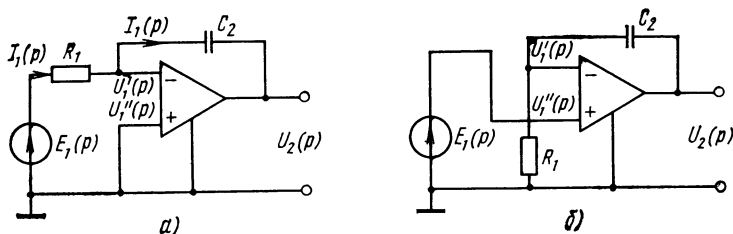


Рис. 9.12. Схемы инвертирующего (а) и неинвертирующего (б) интегрирующих операционных усилителей

В инвертирующей схеме (рис. 9.12,а) $U''_1(p)=0$, поэтому $U_2(p)=K_A U'_1(p)$, $U'_1(p)=E_1(p)-R_1 I_1(p)$, $I_1(p)=[U'_1(p)-U_2(p)]pC_2$. Действуя так же, как и при исследовании масштабного усилителя, получаем

$$\frac{U_2(p)}{E_1(p)} = -\frac{K_A}{1+pC_2(1+K_A)R_1}, \quad (9.3)$$

$$Z_{\text{вх}}(p) = \frac{1}{(1+K_A)pC_2}. \quad (9.4)$$

Выражения (9.3) и (9.4) показывают, что при включении конденсатора C_2 между инвертирующим входом и выходом ОУ его

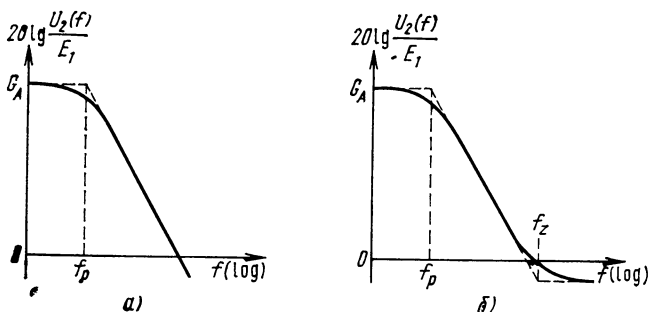


Рис. 9.13. Амплитудно-частотные характеристики инвертирующего (а) и неинвертирующего (б) интегрирующих операционных усилителей

емкость умножается в $(1+K_A)$ раз, что и требовалось. АЧХ такого усилителя (рис. 9.13,а) имеет излом на частоте полюса $f_p=1/2\pi C_2(1+K_A)R_1$.

У неинвертирующего ОУ (рис. 9.12,б)

$$U'_1(p) = \frac{R_1 U_2(p)}{R_1 + 1/pC_2}, \quad U''_1(p) = E_1(p), \quad U_2(p) = K_A [U'_1(p) - U''_1(p)],$$

откуда следует, что

$$\frac{U_2(p)}{E_1(p)} = \frac{K_A}{1 + K_A p C_2 R_1 / (1 + p C_2 R_1)} = \frac{K_A (1 + p C_2 R_1)}{1 + p C_2 (1 + K_A) R_1}. \quad (9.5)$$

Передаточная функция (9.5) содержит нуль и полюс с частотами $f_z = 1/2\pi C_2 R_1$, $f_p = 1/2\pi C_2 (1 + K_A) R_1$, за счет которых АЧХ имеет два излома (рис. 9.13,б); эффект умножения емкости C_2 на $1 + K_A$ свойствен и последнему виду интегрирующего усилителя.

Дифференцирующие усилители. Дифференциал ступенчатой функции представляет собой импульс бесконечно малой длительности и бесконечно большой высоты. Приближением к такой функции является экспонента. Действительно, при определении спада [см. формулу (2.61)] было показано, что у цепи по рис. 2.12,а (при замене u_1 на e_1 и τ_1 на τ)

$$\hat{h}(t) = u_2(t)/K_E E_1 = e^{-t/\tau}, \quad (9.6)$$

где в простейшем случае при $R_1=0$, $R_2=R$ и $C_1=C$ $\tau=CR$.

Экспонента, описываемая выражением (9.6), становится «острее» при уменьшении постоянной времени τ . Но при небольших значениях C и R ослабляется передача составляющих сигнала с нижними частотами и начинают сказываться помехи. Лучшие результаты получаются, если вместе с дифференцированием создавать усиление сигнала, т. е. вместо пассивной дифференцирующей цепи использовать дифференцирующий усилитель.

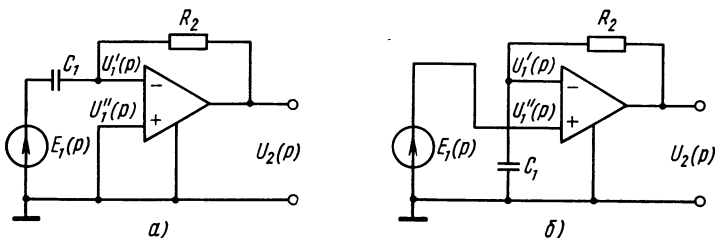


Рис. 9.14. Схемы инвертирующего (а) и неинвертирующего (б) дифференцирующих операционных усилителей

Для инвертирующего дифференцирующего ОУ (рис. 9.14,а) справедливы уравнения: $U_1'(p) = E_1(p) - I_1(p)/pC_1$, $I_1(p) = [U_1'(p) - U_2(p)]/R_2$, $U_2(p) = -K_A U_1'(p)$, откуда

$$\frac{U_2(p)}{E_1(p)} = \frac{K_A p C_1 R_2}{1 + K_A + p C_1 R_2}, \quad R_{вх} = \frac{R_2}{1 + K_A}.$$

Передаточная функция имеет один нуль $z_1=0$, $f_{z1}=0$ и полюс с частотой $f_p = (1 + K_A)/2\pi C_1 R_2$, которая одновременно является частотой $f_n \sqrt{2}$, если K_A велик, а $\tau = C_1 R_1$ мала, то частота $f_n \sqrt{2} = f_p$ оказывается довольно высокой, что типично для АЧХ дифференцирующего усилителя (рис. 9.15,а).

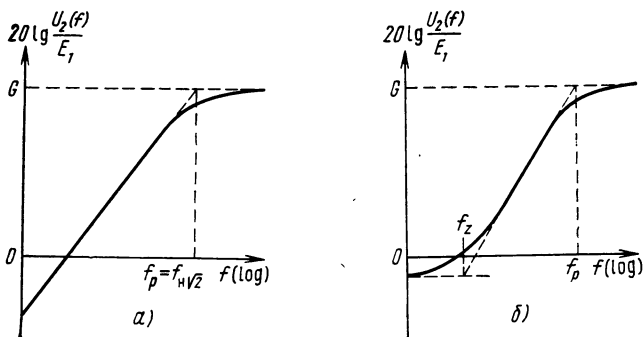


Рис. 9.15. Амплитудно-частотные характеристики инвертирующего (а) и неинвертирующего (б) дифференцирующих операционных усилителей

У неинвертирующего усилителя (рис. 9.14,б)

$$U'_1(p) = \frac{(1/pC_1) U_2(p)}{1/pC_1 + R_2}, \quad U''_1(p) = E_1(p), \quad U_2(p) = -K_A [U'_1(p) - U''_1(p)]$$

и

$$\frac{U_2(p)}{E_1(p)} = \frac{K_A (1 + pC_1 R_2)}{1 + K_A + pC_1 R_2}.$$

Частоты нуля и полюса данной передаточной функции

$$f_z = 1/2\pi C_1 R_2; \quad f_p = (1 + K_A)/pC_1 R_2$$

определяют изломы АЧХ, изображенной на рис. 9.15,б.

9.4.2. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ПОЛНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ

Гираторы. Этот своеобразный усилитель (четыреполюсник) изменяет характер реактивного сопротивления. Так, при подключении к его выходу емкости входное сопротивление оказывается индуктивного характера и наоборот. Таким образом удастся как бы синтезировать катушку индуктивности, используя усилительный и RC -элементы. Это свойство гиратора является весьма важным, поскольку на частотах, меньших 100 МГц, индуктивность в виде катушки, витка и т. п. не реализуется в микроэлектронных устройствах. Добротность синтезируемой с помощью гиратора индуктивности при достаточно большом усилении может достигать 300 и более. Гиратор в качестве индуктивности может быть применен в LCR -фильтрах и в других цепях. В интегральном исполнении гираторы позволяют получить индуктивность с высокой добротностью на частотах не выше 0,5 ... 1 МГц.

Для аналитического установления свойств гиратора обратимся к системе уравнений Y -параметров:

$$\underline{I}_1 = Y_{11}\underline{U}_1 + Y_{12}\underline{U}_2, \quad \underline{I}_2 = Y_{21}\underline{U}_1 + Y_{22}\underline{U}_2,$$

к которым добавим уравнение, связывающее выходные напряжения, ток и проводимость нагрузки Y_2 (см. рис. 3.2): $\underline{U}_2 = -\underline{I}_2/Y_2$. Исключая в этих уравнениях \underline{U}_2 и \underline{I}_2 , находим входную проводимость четырехполюсника:

$$Y_{\text{вх}} = Y_{11} - Y_{12}Y_{21}/(Y_{22} + Y_2). \quad (9.7)$$

Особенностью гиратора является то, что при вещественных параметрах

$$Y_{21} < 0, Y_{12} > 0. \quad (9.8)$$

Для преобразования с минимальными потерями следует минимизировать параметры Y_{11} и Y_{22} . В идеальных условиях $Y_{11}=0$ и $Y_{22}=0$ и тогда $Y_{\text{вх}} = -Y_{12}Y_{21}/Y_2$, а на основании (9.8) получается $Y_{\text{вх}} = Y_{12}|Y_{21}|/Y_2$.

Допустим теперь, что к выходу гиратора подключен конденсатор с емкостью C_2 , тогда $Y_2 = j\omega C_2$ и

$$\underline{Y}_{\text{вх}} = \frac{Y_{12}|Y_{21}|}{\underline{Y}_2} = \frac{Y_{12}|Y_{21}|}{j\omega C_2},$$

откуда следует, что $\underline{Y}_{\text{вх}}$ представляет собой проводимость индуктивности $\underline{Y}_{\text{вх}} = 1/j\omega L$.

Простейший гиратор можно реализовать на полевом транзисторе (рис. 9.16). Показанные на схеме гиратора токи и напряжения связаны между собой следующими уравнениями:

$$\underline{I}_1 = G_2(\underline{U}_1 - \underline{U}_2) + \underline{S}\underline{U}_2, \quad \underline{I}_2 = G_2(\underline{U}_2 - \underline{U}_1),$$

где $G_2 = 1/R_2$, откуда матрица рассматриваемого гиратора

$$M = \begin{vmatrix} G_2 & -G_2 + S \\ -G_2 & G_2 \end{vmatrix}.$$

Крутизна S , как правило, во много раз больше проводимости G_2 ; принимая $-G_2 + S \approx S$, видим, что $Y_{11} = G_2$, $Y_{12} = S$, $Y_{21} = -G_2$ и $Y_{22} = G_2$. При емкостной нагрузке, которая представляет наибольший интерес, входная проводимость согласно (9.7)

$$\underline{Y}_{\text{вх}} = G_2 + \frac{SG_2}{G_2 + j\omega C_2} = G_2 + \frac{SG_2(G_2 - j\omega C_2)}{G_2^2 + (\omega C_2)^2}.$$

Для получения высокой добротности необходимо, чтобы емкостная проводимость хотя бы в несколько раз превышала активную и тогда можно пренебречь G_2^2 по сравнению с $(\omega C_2)^2$;

при этом
$$\underline{Y}_{\text{вх}} = G_2 + \frac{SG_2^2}{(\omega C_2)^2} + \frac{SG_2}{j\omega C_2} = G_{\text{вх}} + \frac{1}{j\omega L_{\text{вх}}}.$$

Из этого выражения несложно определить входную индуктивность и ее добротность:

$$L_{\text{вх}} = \frac{C_2}{SG_2} = \frac{C_2 R_2}{S}, \quad (9.9)$$

$$Q = \frac{1}{\omega L_{\text{вх}} G_{\text{вх}}} = \frac{1}{G_2(1 + SG_2/\omega^2 C_2^2)\omega L_{\text{вх}}}. \quad (9.10)$$

Так как интерес представляет добротность при заданных частоте и индуктивности, то в (9.10) следует, используя (9.9), исключить G_2 :

$$Q = \frac{S}{\omega C_2 + 1/\omega L_{вх}} . \quad (9.11)$$

Из (9.11) становится ясным, что для увеличения добротности надлежит увеличить S (путем повышения коэффициента усиления) и выбирать предельно минимальную емкость C_2 , нагружающую гиратор.

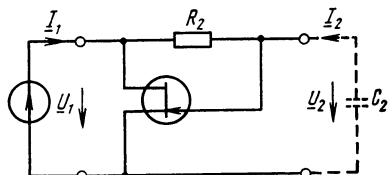


Рис. 9.16. Схема гиратора на полевом транзисторе

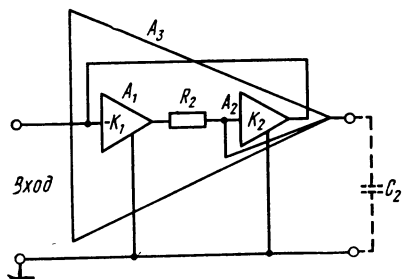


Рис. 9.17. Схема интегрального гиратора

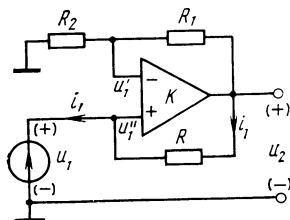
Например, при $S=0,01$ См, $f=1$ МГц, $L_{вх}=300$ мкГн, $C_2=100$ пФ из (9.9) и (9.11) находим: $R_2=30$ кОм и $Q=8,65$. А если S увеличить в 20 раз, то добротность достигает $Q=173$. Отсюда видно, что высокая добротность может быть получена от более сложного усилителя, чем однокаскадный. Интересно, что такого порядка крутизной, т. е. проводимостью прямой передачи, обладает даже малоомощный биполярный транзистор, работающий при токе $I_K=5 \dots 7$ мА, но у него мало входное сопротивление, за счет чего параметр $Y_{11}=G_2$ увеличивается на входную проводимость $1/h_{11}$ транзистора, для устранения этого нежелательного явления там, где это возможно, входной каскад усилителя следует выполнять на полевом транзисторе.

В заключение рассмотрим схему гиратора в интегральном исполнении. Как видно из рис. 9.17, для гирации требуется инвертирующий каскад (или усилитель). Здесь функцию инвертора выполняет часть ИМС, условно блок A_1 . Элементом гирации является резистор R_2 , а блок A_2 обеспечивает высокую добротность за счет дополнительного усиления. Входное сопротивление гиратора опять-таки для обеспечения большей добротности должно быть как можно более высоким. Практически удается получить $Q=50 \dots 300$ в диапазоне частот до 200 ... 500 кГц.

Конвертор отрицательного сопротивления. В некоторых условиях работы, например для двустороннего усиления сигналов, передаваемых по двухпроводной линии, используются стабильные отрицательные сопротивления, а в некоторых случаях отрицательные индуктивности и емкости. Для получения стабильного отрицательного сопротивления используется ОУ (рис. 9.18) с глубокой отрицательной ОС при работе от инвертирующего входа, а также и с положительной ОС через резистор R .

Как уже отмечалось, напряжение на выходе операционного усилителя пропорционально разности напряжений, существующих на его входах, т. е. $u_2 = -K(u'_1 - u''_1)$.

Как видно из рис. 9.18,



$$u'_1 = R_2 u_2 / (R_1 + R_2), \quad u''_1 = u_1,$$

$$i_1 = (u_1 - u_2) / R, \quad (9.12)$$

$$u_2 = -K [R_2 u_2 / (R_1 + R_2) - u_1],$$

откуда следует, что

$$u_2 = \frac{K u_1}{1 + R_2 K / (R_1 + R_2)}.$$

Если подобрать глубину ОС так, чтобы коэффициент усиления получился равным двум, при котором $u_2 = 2u_1$, то, как показывает выражение (9.12), входной ток $i_1 = -u_1 / R_1$ и входное сопротивление $R_{вх} = u_1 / i_1 = -R$ оказываются отрицательными.

Таким же образом при $K_F = 2$, подключая катушку или конденсатор вместо резистора, можно получить отрицательную индуктивность или емкость.

Устройство, обладающее подобными свойствами, принято называть конвертором отрицательного сопротивления.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

- Белецкий А. Ф. Основы теории линейных цепей. — М.: Связь, 1967. — 608 с.
- Лурье О. Б. Усилители видеочастоты. — М.: Сов. радио, 1961. — 676 с.
- Атабеков Г. И. Теоретические основы электротехники. Ч. 1. Линейные электрические цепи. — М.: Энергия, 1978. — 592 с.
- Войшвилло Г. В. Усилительные устройства. — М.: Связь, 1975. — 384 с.
- Мурадян А. Г., Разумихин В. М., Тверецкий М. С. Усилительные устройства: Учебник для вузов. — М.: Связь, 1976. — 280 с.
- Транзисторы для аппаратуры широкого применения: Справочник/К. М. Брежнева, Е. И. Гантман, Т. И. Давыдова и др.; Под ред. Б. Л. Перельмана. — М.: Энергия, 1981. — 656 с.
- Цыкин Г. С. Усилительные устройства. — М.: Связь, 1971. — 366 с.
- Проектирование усилительных устройств на транзисторах/Г. В. Войшвилло, В. И. Караванов, В. Я. Краева и др.; Под ред. Г. В. Войшвилло. — М.: Связь, 1972. — 184 с.
- Гребен А. Б. Проектирование аналоговых интегральных схем. — М.: Энергия, 1976. — 226 с.
- Аналоговые интегральные схемы: Справочник/Б. П. Кудряшов, Ю. В. Назаров, Б. В. Тарабрин, В. А. Ушибышев. — М.: Радио и связь, 1981. — 160 с. — (Массовая радиобиблиотека, вып. 1033).
- Брауде Г. В. Коррекция телевизионных и импульсных сигналов. — М.: Связь, 1967. — 246 с.
- Ламекин Е. Ф. Широкополосные интегральные усилители. — М.: Сов. радио, 1980. — 224 с.
- Горон И. Е. Радиовещание. — М.: Связь, 1979. — 368 с.
- Войшвилло Г. В. Современная техника усиления сигналов. — М.: Сов. радио, 1978. — 104 с.
- Аналоговые и цифровые интегральные схемы/Под ред. С. В. Якубовского. — М.: Сов. радио, 1979. — 336 с.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Демодулятор балансный 250

Емкость:

- входная 34
- каскада с общим анодом 96
- — — истоком 90
- — — катодом 96
- — — коллектором 174
- выходная полевого транзистора 90, 92, 93
- монтажа 90
- общая шунтирующая 68

Запасы устойчивости 213

Искажения:

- линейные 23
- нелинейные 30
- переходные 26
- плоской вершины импульса 29
- типа центральной отсечки 33, 196
- фазовые 25
- фронта импульса 26
- частотные 23

Источник:

- задающего тока 10
- — зависимый 10, 42
- — независимый 42
- ЭДС 4
- зависимый 10, 17
- независимый 4, 8

Каскад усиления 8

- дифференциальный 40, 136
- дроссельно-трансформаторный 185
- дроссельный 186, 201
- предварительного усиления 8
- предвыходной 201
- резисторный на биполярном транзисторе 148
- — полевым транзисторе 154
- — электронной лампе 126, 154
- переменного тока 148
- постоянного тока 135
- с высокочастотной коррекцией индуктивной 164
- — — истоковой 164
- — — эмиттерной 156
- низкочастотной коррекцией 169
- общей базой 72
- общим анодом 96
- затвором 90
- истоком 88
- катодом 95
- коллектором 76
- стоком 92
- эмиттером 65
- распределенным усилением 167
- трансформаторный 184
- фазоинверсный 209

Каскады:

- двухтактные бестрансформаторные на квазикомплементарных транзисторах 209
- — — комплементарных транзисторах 114, 207
- однотактные выходные дроссельные 186
- — дроссельно-трансформаторные 185
- — трансформаторные 184
- предварительного усиления переменного тока 148, 154
- — постоянного тока 135, 136
- фазоинверсные 209
- с элементами противозумовой коррек-

ции 177

- сдвига уровня постоянного напряжения 145

Конденсатор:

- блокировочный 46
- высокочастотного обхода 63, 203, 241
- корректирующий 45
- разделительный 42
- фильтра 127

Коррекция:

- индуктивная 164
- истоковая 164
- низкочастотная 169
- противозумовая 187
- эмиттерная 156

Коэффициент:

- гармоник 30
- демпфирования 34
- интермодуляционных искажений 32
- коррекции 165
- рассеяния 130
- трансформации 129
- усиления 10
- мощности 11
- петли ОС 47
- сквозной 11
- тока 11
- шума 37
- биполярного транзистора 99
- полевого транзистора 103

Модулятор балансный 249

Мощность:

- входная 4
- выходная 4
- номинальная 33
- максимальная 33
- музыкальная 33
- потребляемая каскадом 186
- усилителем 34
- рассеяния на коллекторе 108

Обратная связь:

- внешняя 41
- внутренняя 41
- гальваническая 209
- комбинированная 59
- местная 41
- общая 41
- отрицательная 41, 50
- параллельная 42, 45
- положительная 41, 49
- по напряжению 42, 44
- по сигналу 209
- последовательная 43, 44
- по току 43
- частотно-зависимая 41
- независимая 41

Оптрон 246—247

Параметры:

- операционного усилителя 233
- транзистора биполярного 66
- — шумовые 97
- полевого 89
- — шумовые 102
- четырехполосника 258
- шумовые интегральных микросхем 38
- электронной лампы 95

Повторитель:

- истоковый 92
- катодный 96

операционный 254
эммитерный 76, 158

Схема:

защиты от перегрузки 210
каскадная 83
эквивалентная биполярного транзистора 68, 70
— — — по дрейфу 113
— — — шумовая 97, 101
— полевого транзистора 88
— — — шумовая 102
— электронной лампы 95
— каскада с общей базой 75
— — — общим истоком 88
— — — стоком 92
— — — — эмиттером 68

Трансформатор:

входной 173, 241
выходной 185, 195
как элемент связи 129
микрофонный 237
фазоинверсный 194, 240

Усилитель:

апериодический 5
бесконденсаторный 208
бестрансформаторный 209
выходной 239
гармонических сигналов 7
дифференцирующий 256
диэлектрический 7, 252
для многоканальной связи 243
для стекловолоконной оптической связи 245
емкостный 252
идеальный 10
изолирующий (разделительный) 246
импульсный 7
инвертирующий 42
интегрирующий 254
магнитный 252
масштабный 253
микрофонный 237
неинвертирующий 42
операционный 42, 232

параметрический 251
тока переменного 7
— постоянного 7, 135
предварительный 238
прямого усиления 135
с преобразованием спектра частот 248
станции проводного вещания 240
телефонный 242
широкополосный 7

Характеристика:

амплитудная 21
амплитудно-частотная (АЧХ) 14
— — — максимально плоская 157
динамическая 12, 30
идеального среза 228
фазо-частотная (ФЧХ) 14

Цепь:

входная усилителей звуковой частоты 173
— — — многоканальной связи 173
— — — телевизионных 174
минимально-фазовая 22
неминимально-фазовая 22
обратной связи 41
питания ИМС 121
смещения с диодной стабилизацией 113
— — — истоковой стабилизацией 120
— — — катодной стабилизацией 124
— — — коллекторной стабилизацией 116
— — — эмиттерной стабилизацией 114
смещения с фиксацией напряжения на базе 111
— — — — — затворе 119
— — — — — сетке 125
— — — — — тока базы 109
высокочастотного обхода 213
границная передачи тока транзистора 67
единичного усиления 15, 221
накачки 251
несущая 248
нуля 18
полюса 14
резонансная 133
средняя 24

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Стр.
Предисловие	3
Глава 1. Общие сведения об усилительных устройствах	4
1.1. Основные определения	4
1.2. Классификация усилительных устройств	5
1.3. Усилительные каскады	7
1.4. История развития отечественной теории и техники усилительных устройств	8
Глава 2. Основные параметры и характеристики усилительных устройств	10
2.1. Коэффициенты усиления	10
2.2. Полоса пропускания частот	12
2.3. Характеристики усилителя при работе в установившемся режиме	12
2.3.1. Динамические характеристики	13
2.3.2. Амплитудно- и фазочастотные характеристики	20
2.3.3. Годограф вектора $K(jf)$	21
2.3.4. Амплитудные характеристики	21
2.4. Характеристики усилителя при работе в переходном режиме	22
2.5. Связь между АЧХ, ФЧХ и ПХ	23
2.6. Линейные искажения	23
2.6.1. Частотные искажения	25
2.6.2. Фазовые искажения	26
2.6.3. Переходные искажения	30
2.7. Нелинейные искажения	33
2.8. Выходные и входные параметры	34
2.9. Внутренние помехи	34
2.9.1. Фон	35
2.9.2. Тепловой шум	36
2.9.3. Шумы усилительных элементов	39
2.9.4. Дрейф	40
2.10. Динамический диапазон	41
Глава 3. Обратная связь и ее влияние на параметры усилительного устройства	41
3.1. Виды обратной связи	42
3.1.1. Параллельная по входу и выходу ОС	43
3.1.2. Последовательная по входу и выходу ОС	44
3.1.3. Последовательная по входу и параллельная по выходу ОС	45
3.1.4. Параллельная по входу и последовательная по выходу ОС	46
3.2. Влияние обратной связи на коэффициент усиления	51
3.3. Влияние обратной связи на входные и выходные проводимости (сопротивления)	51
3.3.1. Параллельная ОС по напряжению	53
3.3.2. Последовательная ОС по току	54
3.3.3. Последовательная ОС по напряжению	54
3.3.4. Параллельная ОС по току	54
3.3.5. Общий метод определения сопротивления	55
3.4. Влияние обратной связи на характеристики усилителя, помехи и искажения	55
3.4.1. Амплитудно-, фазочастотная и переходная характеристики	57
3.4.2. Внутренние помехи	57
3.4.3. Нелинейные искажения и динамический диапазон	59
3.5. Усилительные устройства с комбинированной обратной связью	64
Глава 4. Работа усилительных элементов в каскаде. Цепи питания и связи	64
4.1. Схемы включения биполярного транзистора и их свойства	64
4.1.1. Каскад с общим эмиттером	65
4.1.2. Каскад с общей базой	72
4.1.3. Каскад с общим коллектором	76
4.1.4. Примеры расчета параметров каскадов с ОЭ, ОБ и ОК	80
4.2. Составные транзисторы	82
4.3. Схемы включения полевого транзистора и их свойства	87
4.3.1. Каскад с общим истоком	88
4.3.2. Каскад с общим затвором	90
4.3.3. Каскад с общим стоком	92
4.3.4. Примеры расчета параметров каскадов с ОИ, ОЗ и ОС	93
4.4. Схемы включения электронной лампы и их свойства	94
4.4.1. Каскад с общим катодом	95
4.4.2. Каскад с общим анодом	96
4.5. Шумовые параметры усилительных элементов	97
4.5.1. Шумовые параметры биполярного транзистора	97
4.5.2. Шумовые параметры полевых транзисторов	102
4.6. Режимы работы усилительных элементов	104
4.6.1. Режим А	104
4.6.2. Режим В	105
4.6.3. Режим С	107
4.6.4. Режим D	107
4.7. Цепи питания биполярных транзисторов	108
4.7.1. Цепи смещения с фиксацией тока базы и напряжения на базе	109
4.7.2. Цепи смещения с диодной стабилизацией	113

	Стр.
4.7.3. Цепь смещения с эмиттерной стабилизацией	114
4.7.4. Цепь смещения с коллекторной стабилизацией	116
4.7.5. Примеры расчета элементов цепей смещения и неустойчивости коллекторного тока	117
4.8. Цепи питания полевых транзисторов	119
4.8.1. Цепи смещения с фиксацией напряжения на затворе	119
4.8.2. Цепи смещения с истоковой стабилизацией	120
4.9. Цепи питания интегральных микросхем	121
4.10. Цепи питания электронных ламп	124
4.10.1. Цепи питания накала	124
4.10.2. Цепи смещения с катодной стабилизацией	124
4.10.3. Цепь смещения с фиксацией напряжения на сетке	125
4.10.4. Цепи питания экранирующей сетки	125
4.11. Фильтрующие цепи	127
4.12. Передаточные функции цепей межкаскадной связи	128
Глава 5. Каскады предварительного усиления	134
5.1. Каскады усиления постоянного тока	135
5.1.1. Резисторные каскады	135
5.1.2. Дифференциальные каскады	136
5.1.3. Каскады с элементами сдвига уровня постоянного напряжения	145
5.2. Каскады усиления переменного тока	148
5.2.1. Резисторные каскады на биполярном транзисторе	148
5.2.2. Резисторные каскады на полевом транзисторе и электронной лампе	154
5.3. Каскады усиления с коррекцией	156
5.3.1. Каскады с высокочастотной коррекцией	167
5.3.2. Каскады с распределенным усилением	169
5.3.3. Каскады с низкочастотной коррекцией	173
5.4. Входные цепи и каскады	173
5.4.1. Усилители звуковой частоты	173
5.4.2. Усилители многоканальной связи	173
5.4.3. Телевизионные усилители	174
5.4.4. Элементы противошумовой коррекции	177
5.5. Регулирование усиления, стереобаланса и АЧХ	181
Глава 6. Выходные каскады	183
6.1. Виды каскадов	183
6.2. Однотактные выходные каскады	184
6.2.1. Трансформаторные и дроссельные каскады	184
6.2.2. Резисторные каскады	188
6.3. Двухтактные выходные каскады	194
6.3.1. Работа двухтактного каскада в режиме В	196
6.3.2. Трансформаторные каскады	199
6.3.3. Дроссельные каскады	201
6.3.4. Бестрансформаторные двухтактные группы каскадов	203
Глава 7. Устойчивость усилительных устройств с обратной связью	211
7.1. Критерий Найквиста	212
7.2. Запасы устойчивости	213
7.3. Обеспечение устойчивости	214
7.3.1. Устойчивость при равных и неравных частотах полюсов передаточной функции	214
7.3.2. Применение высокочастотных корректирующих RC -цепей	217
7.3.3. Устойчивость операционных усилителей	221
7.3.4. Применение высокочастотных корректирующих LCR -цепей	228
7.3.5. Устойчивость в области нижних частот	231
Глава 8. Примеры реализации конкретных усилителей	232
8.1. Операционные усилители	232
8.1.1. Параметры операционных усилителей	233
8.1.2. Схемы операционных усилителей	234
8.2. Усилители звуковой частоты	237
8.3. Телевизионные усилители	242
8.4. Усилители систем многоканальной связи	243
8.5. Усилители для стекловолоконной оптической связи	245
Глава 9. Специальные виды усилительных устройств	246
9.1. Изолирующие усилители	246
9.2. Усилители постоянного тока с преобразованием спектра частот сигнала	248
9.3. Параметрические усилители	251
9.4. Преобразование сигнала и полного сопротивления с помощью операционных усилителей	253
9.4.1. Преобразование сигнала	253
9.4.2. Преобразование полного сопротивления	257
Список литературы	260
Предметный указатель	261

