

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ВОЗДУШНОГО ТРАНСПОРТА
ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
ВЫСШЕГО ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ
ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ»**

Кафедра радиотехнических устройств
Ю. П. Сафоненков

СХЕМОТЕХНИКА

Часть 1
Основы теории аналоговых схем

Тексты лекций

Москва - 2006

УДК 621.3.049.77(075.8)

ББК 32.841я73

С21

Печатается по решению редакционно-издательского совета
Московского государственного технического университета ГА

Рецензенты: канд. техн. наук, доц. Д.Н. Яманов
д-р. техн. наук, проф. Г.В. Куликов

Ю.П. Сафоненков

С21 Схемотехника. Ч.1. Основы теории аналоговых схем: Тексты
лекций. – М.: МГТУ ГА, 2006. – 80 с.

ISBN 5-86311-508-4

Тексты лекций содержат наиболее сложные для понимания
разделы курса «Схемотехника».

Данные тексты лекций издаются в соответствии с рабочей
программой учебной дисциплины СД.05 «Схемотехника» по
Учебному плану специальности 160905 для студентов 3 курса всех
форм обучения.

Рассмотрено и одобрено на заседаниях кафедры 31.01.06 г. и
методического совета 07.02.06 г.

С 230202000-029
ЦЗ3(03)-06

ББК 32.841я73
Св. план 2006 г.
поз. 29

САФОНЕНКОВ Юрий Павлович
СХЕМОТЕХНИКА

Часть 1

Основы теории аналоговых схем
Тексты лекций

Редактор Е.А. Колотушкина

Подписано в печать 21.03.06 г.

Печать офсетная
4,65 усл. печ. л.

Формат 60x84/16
Заказ № 92/3278

4,62 уч.- изд. л.
Тираж 300 экз.

Московский государственный технический университет ГА

Редакционно-издательский отдел

125493 Москва, ул. Пулковская, д. 6а

ISBN 5-86311-508-4



Московский государственный
технический университет ГА, 2006

ВВЕДЕНИЕ

Последние достижения микроэлектроники привели к тому, что при проектировании радиоаппаратуры на первое место вышел системный подход, когда любое устройство строится на базе стандартных функциональных блоков в микроэлектронном исполнении (микросхем) с заранее заданными и известными свойствами. Однако далеко не всегда та или иная микросхема обеспечивает необходимые характеристики. Свойства микросхем существенно изменяются в зависимости от присоединенных к ней других схем. Грамотное использование микросхем предполагает знание процессов, происходящих в них. Все это говорит о том, что изучение сложных систем невозможно без знания схемных решений современной радиоэлектроники (схемотехники).

Иными словами, изучение дисциплины "Схемотехника" необходимо для понимания принципов построения основных узлов радиоэлектронных устройств.

Любое радиотехническое устройство может быть представлено как совокупность узлов, работающих в линейном (аналоговом) или близком к нему режиме и нелинейном (режиме переключения). В первом случае изменение входного сигнала вызывает пропорциональное (или близкое к нему) изменение выходного сигнала. Второй случай характеризуется быстрым (скачкообразным) переходом устройства из одного состояния в другое с выдачей определенных амплитуд выходного напряжения (цифровых сигналов), которые условно принимаются за логическую единицу или ноль.

Изучению первых из упомянутых устройств и устройств, позволяющих осуществить переход от аналоговых сигналов к цифровым и обратно посвящено предлагаемое Вашему вниманию пособие.

Первая часть курса "Схемотехника" состоит из следующих основных разделов:

- усилительные устройства (т.е. устройства, работающие в линейном или близком к нему режиме),
- аналого-дискретные устройства переходного типа, служащие связующим звеном между чисто аналоговой и цифровой частями системы,
- устройства электропитания.

При самостоятельной работе над материалами курса лекций особое внимание следует обратить на определения и методы измерения физических величин, используемых при оценке работоспособности изучаемой техники. При этом нельзя допускать путаницы в трактовке сходных по звучанию понятий, таких, как проходная и переходная, амплитудная и амплитудно-частотная характеристики и т. п.

Анализ работы устройств должен способствовать формированию навыков определения неисправностей. Студент должен владеть инженерными методами расчета элементов и параметров схем, учитывать экономические показатели различных схемных решений. Расчет схем невозможен без знания методик ана-

лиза устройств, использования эквивалентных схем замещения активных элементов и трансформаторов. Надо знать, и умело пользоваться параметрами и вольтамперными характеристиками активных элементов, методами графоаналитического расчета квазилинейных схем. Современный радиоинженер должен хорошо владеть вычислительной техникой, уметь ее применять для оформления технической документации, расчета схем и моделирования протекающих в них процессов.

Таким образом, в процессе изучения материала нужно получить представление об:

- основах и особенностях эксплуатации аппаратуры, построенной на базе аналого-дискретных схем,

- конкретной технике, использующей аналого-дискретные схемы;

Надо знать:

- структуру, особенности аналого-дискретных схем, их области применения, роль аналого-дискретных устройств в обеспечении безопасности и регулярности полетов;

- принципы работы, физические процессы, происходящие в схемах аналого-дискретных устройств, назначение элементов, инженерные методы их расчета;

- сравнительные технико-экономические характеристики изучаемых схем;

- методы диагностики и поиска неисправностей в аппаратуре;

- основы применения вычислительной техники и современные средства автоматизированного проектирования изучаемых схем;

- руководящие документы ГА, Государственные стандарты, нормы ЕСКД, используемые при эксплуатации аналого-дискретных схем;

- правила техники безопасности при работе с изучаемой аппаратурой.

Нужно уметь:

- работать с научно-технической литературой;

- ориентироваться в современной аналого-дискретной аппаратуре, методах ее расчета;

- работать с измерительной аппаратурой при исследовании характеристик и ремонте изучаемой техники;

- определять место отказа и выявлять отказавший элемент схемы в аналого-дискретных устройствах;

- работать с вычислительной техникой и грамотно ее применять при проектировании, производстве и эксплуатации аналого-дискретных устройств.

По результатам изучения дисциплины студент должен приобрести опыт:

- проектирования аналого-дискретных устройств;

- работы с вычислительной техникой;

- работы с измерительной аппаратурой при исследовании характеристик изучаемой техники.

1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ УСИЛИТЕЛЯХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

1.1. Понятие об усилительном устройстве

Усилителем электрических сигналов называют устройство, позволяющее увеличить мощность подаваемых на его вход сигналов, за счет преобразования энергии источника питания в энергию полезного сигнала.

Усилители электрических сигналов (в дальнейшем – просто усилители) находят широкое применение во всех областях радиоэлектроники таких, как радиосвязь, радиовещание, дальняя проводная связь, радиолокация, радионавигация, звукозапись, измерительная, импульсная и вычислительная техника, автоматика, телемеханика и т. д.

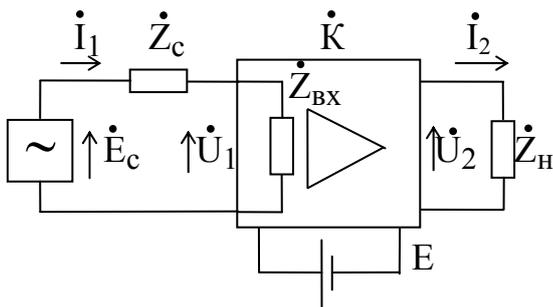


Рис. 1

Структурная схема усилительного устройства показана на рис.1.

Усилитель имеет два входных зажима, к которым подключен источник сигналов. К выходу усилителя подсоединена нагрузка с сопротивлением Z_H . Напряжение питания E поступает от устройства электропитания, условно показанного на рисунке в виде батареи. Попутно заметим, что в структурных

схемах очень часто с целью упрощения опускают источник электропитания, подразумевая его наличие в реальной схеме.

На рис. 1 источник сигналов показан в виде эквивалентной ЭДС E_c с внутренним сопротивлением Z_c . Это наиболее часто встречающееся представление таких источников сигнала, как детектор радиоприемника, фотоэлектронный датчик, большинство типов микрофонов, ларингофоны, высокоомная воспроизводящая головка магнитофона, звукосниматель и т.д.

Иногда источник сигналов бывает удобно рассматривать в виде эквивалентного генератора тока I_c с внутренней проводимостью Y_c (рис. 2). Такое представление характерно, например, для низкоомных магнитных датчиков, ряда импульсных, логических схем и т.д.

Сам усилитель является также источником сигналов для сопротивления Z_H , которое может иметь активный или реактивный характер. В большинстве

случаев сопротивление нагрузки усилителя невелико, поэтому для выходной цепи предпочтительно использование эквивалентной схемы в виде генератора тока, нагруженного на проводимость нагрузки.

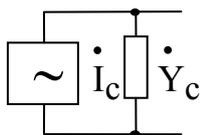


Рис. 2

Усилители электрических сигналов принято классифицировать по основным признакам.

По диапазону частот различают:

- усилители постоянного тока (УПТ),

- усилители низких частот (УНЧ),
- усилители высоких частот (УВЧ),
- широкополосные.

По характеру входного сигнала:

- усилители непрерывных (гармонических) сигналов,
- усилители импульсных сигналов.

По назначению:

- усилители напряжения,
- усилители тока,
- усилители мощности.

По виду используемых активных элементов:

- транзисторные,
- магнитные (индуктивные),
- диэлектрические (емкостные),
- ламповые и др.

Усилители постоянного тока способны работать при подаче на их вход сколько угодно медленно меняющихся колебаний. Они могут усиливать не только переменные составляющие, но и постоянную составляющую входного сигнала. Усилители, неспособные усиливать постоянную составляющую, относят к усилителям переменного тока.

Усилители низких (звуковых, ультразвуковых, тональных) частот используют для усиления колебаний с частотами, не превышающими примерно 200 кГц.

Усилители высоких частот (радиочастот, промежуточных частот) предназначены для усиления электрических колебаний, частоты которых выше тональных. Чаще всего эти колебания модулированы, что характерно для радиосигналов, излучаемых передатчиком, и, принимаемых, например, антенной радиоприемного устройства. Усилители высоких частот имеют свои особенности и подробно изучаются в курсах "Формирование и передача сигналов", "Прием и обработка сигналов".

Широкополосные усилители (или видеоусилители) обладают полосой пропускания от десятков - сотен герц до единиц мегагерц. Характерной особенностью широкополосных усилителей является большое отношение высшей и низшей рабочих частот, достигающее десятков тысяч и более.

На вход усилителей электрических сигналов могут поступать сигналы различной формы. Если сигнал непрерывен, то его, как правило, можно представить в виде суммы гармонических колебаний, что существенно упрощает расчет и испытание схемы. Устройство, предназначенное для увеличения мощности таких колебаний, принято называть усилителем гармонических (непрерывных) сигналов. При анализе работы усилителей гармонических сигналов можно пренебречь возникающими нестационарными процессами, так как последние протекают значительно быстрее изменения полезного сигнала. Усилители гармонических сигналов находят применение в телефонии, радиовещании, радио-

связи, звукозаписи, телеметрических системах непрерывных процессов, измерительной технике и т. д.

Усилители сигналов, амплитуда которых по сравнению с длительностью принимает дискретные или быстро меняющиеся значения, принято называть усилителями импульсных (дискретных) сигналов. Для того чтобы форма сигналов на выходе устройства не искажалась, нестационарные процессы в нем должны протекать очень быстро. Усилители импульсных сигналов находят применение при передаче и приеме телеграфных, радиолокационных, радионавигационных, телевизионных сигналов, цифровых кодов, команд управления и т. д.

В соответствии с основным назначением различают усилители напряжения, тока и мощности. Как правило, к усилителям мощности относят те, которые способны отдать в нагрузку заданную мощность.

Увеличение мощности электрических колебаний можно осуществить с использованием различных усилительных элементов. Под последними будем понимать элементы, обладающие способностью усиливать сигналы. К их числу относятся транзистор, электронная лампа, дроссель насыщения (в магнитном усилителе), варикап или вариконд (в емкостном или параметрическом усилителе), туннельный диод и другие. Транзисторные усилители являются наиболее универсальными, могут работать в очень широком диапазоне частот, просты в устройстве и эксплуатации. Транзисторные усилители могут быть собраны из отдельных (дискретных) элементов или изготавливаться за единый технологический цикл на одном или нескольких кристаллах полупроводника или подложке. В последнем случае говорят об усилителях в микросхемном исполнении.

1.2. Принципы построения усилителей

Комплекс условий, в которых работает электрорадиоэлемент, в том числе и усилительный элемент, называют режимом работы. Для нормальной работы усилительного элемента и вывода его в нужные части вольтамперных характеристик к его входному электроду подводят постоянное напряжение, называемое напряжением смещения. Получающееся в схеме, при отсутствии входного сигнала, распределение напряжений и токов называется рабочей точкой. В зависимости от типа усилительного элемента и решаемых схемой задач напряжение смещения может быть положительным, отрицательным или равным нулю.

Транзистор, да и любой другой усилительный элемент, может обеспечить увеличение мощности сигнала только в том случае, когда изменению входного сигнала соответствует пропорциональное изменение выходного сигнала, т.е. он работает в линейном режиме. Транзистор не усиливает сигналов, если он находится в закрытом состоянии (режим отсечки коллекторного тока) или полностью открыт, т.е. работает в области насыщения. Условимся, что далее мы будем рассматривать линейный режим усиления, если нет специальных оговорок.

В состав усилителя, как правило, входит несколько усилительных элементов, включаемых друг за другом. Каждый из них требует наличия дополнитель-

ных элементов связи, смещения, температурной стабилизации, фильтрации, обеспечивающих нормальную работу усилительных элементов и их взаимосвязь. Совокупность дополнительных элементов вместе с самим усилительным элементом образует каскад усиления (иногда в каскаде могут присутствовать два или более усилительных элемента, соединенных определенным образом и выполняющих одну и ту же задачу). Современный усилитель обычно содержит несколько каскадов. Условия работы последнего (оконечного) каскада, как правило, сильно отличаются от условий работы предыдущих каскадов, называемых каскадами предварительного усиления. Это находит отражение в методах расчета окончательных и предварительных каскадов.

В каскадах предварительного усиления действуют небольшие токи и напряжения, создаваемые полезным сигналом. Параметры усилительного элемента при воздействии малых сигналов практически не изменяются, а так как его режим выбирается, исходя из условия попадания сигнала на линейную часть вольтамперных характеристик, то можно считать, что предварительные каскады работают в линейном режиме.

В окончательных каскадах, как правило, действуют большие напряжения и токи. При этом усилительный элемент изменяет свои параметры, а токи и напряжения могут попадать в различные области его вольтамперных характеристик, в том числе и не совсем линейные. Поэтому данный режим работы усилительного элемента называют квазилинейным.

В радиоэлектронике используется большое число различных схем каскадов усиления. Они отличаются усилительными элементами, способами их включения, видами пассивных элементов, входящих в каскад, и их соединением. Для передачи сигнала от одного каскада к другому, от источника сигнала ко входу усилителя и от выхода усилителя к нагрузке применяют специальные цепи, носящие название цепей межкаскадной связи. Одновременно эти цепи могут использоваться для подачи напряжений на электроды усилительных элементов.

Имеются четыре основных вида цепей межкаскадной связи: гальваническая (непосредственная), резистивная, трансформаторная, дроссельная (рис. 3). Название каскада обычно дают по примененной схеме межкаскадной связи (например, резистивный каскад, трансформаторный каскад, каскад с дроссельной нагрузкой, каскад с непосредственной связью).

Межкаскадная цепь непосредственной связи наиболее проста и экономична. Она может пропускать самые низкие частоты вплоть до нулевых (постоянный ток). Недостатком непосредственной связи является взаимосвязь установки рабочих точек соединяемых усилительных элементов, значительная температурная нестабильность их режимов.

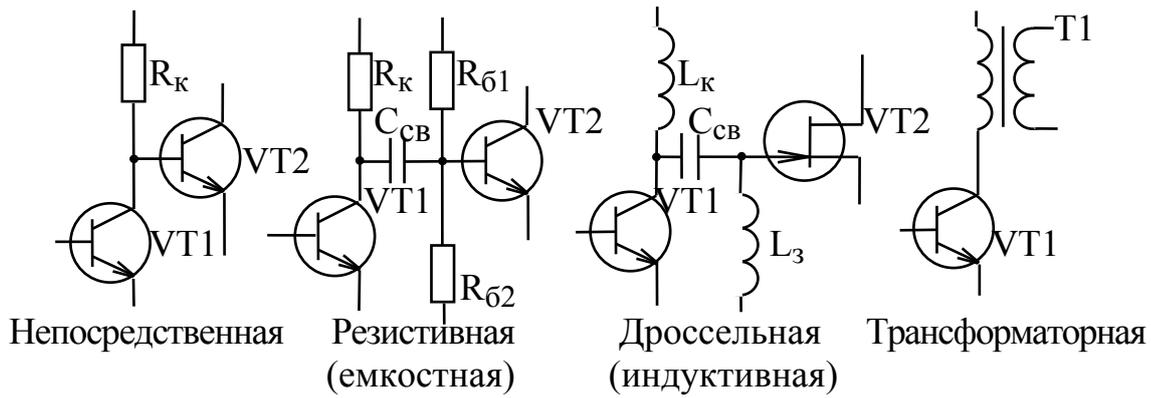


Рис. 3

Резистивно-емкостная (или резистивная) цепь позволяет разделить по постоянному току схемы соединяемых каскадов, что дает возможность осуществить независимый выбор рабочих точек транзисторов, проста в изготовлении. Недостатком ее является ухудшение воспроизведения низких частот за счет возрастания сопротивления переменному току емкости связи $C_{св}$ при понижении частоты, что ведет к увеличению падения напряжения сигнала на ней.

Дроссельная (или дроссельно-емкостная) цепь межкаскадной связи улучшает энергетические показатели каскада, т. к. дроссель в течение периода сигнала накапливает и отдает энергию с минимальными потерями. Однако она сложна в производстве, имеет большие габариты и массу, обладает значительными паразитными параметрами, способными существенно исказить спектральный состав усиливаемого сигнала. Поэтому дроссельная цепь межкаскадной связи применяется редко, например, в узкополосных системах типа выходных каскадов радиопередатчиков.

Трансформаторная цепь позволяет оптимизировать условия работы усилительного элемента в каскаде за счет того, что она обладает способностью трансформации сопротивлений. Поэтому трансформаторный каскад имеет наибольшее усиление по мощности. В нем имеется возможность создания симметричных напряжений, подключения нескольких нагрузок. Недостатками трансформаторной цепи являются высокая стоимость, громоздкость, трудоемкость изготовления, большая масса, необходимость защиты от внешних магнитных полей, взаимозависимость между воспроизведением высоких и низких частот (отношение верхней и нижней усиливаемых частот не превышает тысячи).

Хотя полезный сигнал через цепь межкаскадной связи передается от предыдущих каскадов в последующие, практически всегда существует возможность попадания его из последующих каскадов в предыдущие.

Связь между цепями усилителя, посредством которой усиливаемый сигнал передается в направлении обратном нормальному, т.е. от последующих каскадов в предыдущие, называют обратной связью.

Обратная связь может:

- определяться физическими свойствами и конструкцией усилительных элементов (внутренняя обратная связь);
- быть следствием неудачного расположения, монтажа элементов, плохой фильтрации напряжений питания (паразитная обратная связь);
- организовываться специальными цепями для придания усилителю нужных свойств (внешняя обратная связь).

Внутренняя обратная связь присуща усилительным элементам и принципиально неустранима. Ее действие может быть ослаблено рациональным выбором усилительного элемента и особыми схемными решениями.

Паразитные обратные связи возникают за счет емкостного или индуктивного взаимодействия между проводниками и вследствие проникновения сигналов в цепи питания каскадов. Внутренние и паразитные связи могут изменять свойства устройства в нежелательном направлении, поэтому при конструировании усилителей необходимо применять меры для ослабления влияния этих связей.

Внешняя обратная связь является важным инструментом направленного изменения свойств усилителя и широко используется на практике. Усилитель, охваченный обратной связью, можно представить в виде, показанном на рис. 4.

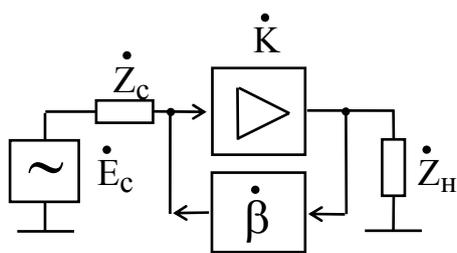


Рис. 4

Если входное колебание и колебание, прошедшее по цепи обратной связи находятся в противофазе, то в схеме имеет место отрицательная обратная связь. При сложении указанных колебаний в фазе имеет место положительная обратная связь.

Преимущественное практическое применение нашла отрицательная обратная связь, улучшающая параметры усилителя. Обратными связями могут охватываться как отдельные каскады,

так и группы каскадов и усилитель в целом.

Вопросы:

- 1) Каков основной принцип работы усилительного устройства?
- 2) Каково представление источников сигналов?
- 3) По каким основным признакам классифицируют усилители?
- 4) Что называют режимом работы усилительного элемента?
- 5) Для чего нужно напряжение смещения?
- 6) Чем характеризуется линейный и квазилинейный режим работы усилительного элемента?
- 7) Что называют каскадом усилителя?
- 8) Сравните различные типы цепей межкаскадной связи.
- 9) Что называют обратной связью? Чем она обусловлена?
- 10) Какие основные виды обратных связей Вы знаете?

2. ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ УСИЛИТЕЛЕЙ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

Процесс усиления сопровождается нежелательными явлениями, в результате которых сигнал искажается. Отклонение формы выходного сигнала от формы входного называют искажениями. Основные сведения об усилителе, задаваемые параметрами и характеристиками, зависят от его назначения. Они должны определять не только сам эффект усиления, но и степень искажений, стыковочные данные, технические свойства. В соответствии с этим на усилитель обычно задают входные и выходные данные, коэффициенты усиления, амплитудно-частотную, фазо-частотную и переходную характеристики, уровень линейных и нелинейных искажений, уровень собственных шумов, амплитудную характеристику, динамический диапазон, коэффициент полезного действия, экономические показатели и показатели надежности.

Входные и выходные данные (напряжения, токи, мощности, сопротивления) характеризуют свойства усилителя по отношению к источнику сигнала и нагрузке. Входные и выходные данные определяются при номинальных (паспортных) напряжениях, токах или мощностях, отдаваемых усилителем в нагрузку. В качестве выходных данных обычно задают номинальную выходную мощность P_2 , номинальное выходное напряжение U_2 , выходное сопротивление $Z_{\text{ВЫХ}}$, сопротивление нагрузки $Z_{\text{Н}}$. Ко входным данным относят ЭДС источника сигнала E_c , его выходное сопротивление Z_c , входное сопротивление самого усилителя $Z_{\text{ВХ}}$.

Номинальную выходную мощность P_2 определяют при искажениях сигнала не более максимально допустимых.

Под номинальным выходным напряжением понимают либо среднеквадратическое напряжение гармонических сигналов, либо размах импульсных сигналов, оговоренные в техническом задании на усилитель и измеренные на заданном сопротивлении нагрузки. В общем случае оно комплексно

$$\dot{Z}_{\text{Н}} = R_{\text{Н}} + j \cdot X_{\text{Н}}.$$

Входное сопротивление усилителя может быть задано в виде параллельно соединенных $R_{\text{ВХ}}$ и $C_{\text{ВХ}}$. Вместо ЭДС источника сигнала может быть указано номинальное входное напряжение усилителя U_1 .

Коэффициентом усиления напряжения (тока, мощности) называют отношение выходного напряжения U_2 (тока I_2 , мощности P_2) усилителя к его входному напряжению U_1 (току I_1 , мощности P_1):

$$\dot{K} = \dot{U}_2 / \dot{U}_1; \quad \dot{K}_T = \dot{I}_2 / \dot{I}_1; \quad K_p = P_2 / P_1.$$

Коэффициенты усиления напряжения и тока, а также сквозной коэффициент усиления, рассматриваемый ниже, являются комплексными величинами из-за наличия в цепях усилителя реактивных элементов. Именно они создают дополнительные фазовые сдвиги между входными и выходными напряжениями и токами. Например, так как

$$\dot{U}_2 = U_2 \cdot e^{j \cdot \varphi_2}, \quad \text{а} \quad \dot{U}_1 = U_1 \cdot e^{j \cdot \varphi_1},$$

то

$$\dot{K} = K \cdot e^{j \cdot \varphi},$$

где

$$K = |\dot{K}| = |\dot{U}_2 / \dot{U}_1| = U_2 / U_1, \quad \varphi = \varphi_2 - \varphi_1.$$

Аналогично, учитывая соотношения

$$\dot{I}_1 = \dot{U}_1 / \dot{Z}_{\text{вх}} \quad \text{и} \quad \dot{I}_2 = \dot{U}_2 / \dot{Z}_{\text{н}},$$

получим

$$K_T = \dot{I}_2 / \dot{I}_1 = K \cdot \dot{Z}_{\text{вх}} / \dot{Z}_{\text{н}}.$$

Особый интерес представляют коэффициенты усиления напряжения и тока в области средних частот, где действие реактивных элементов схемы практически не проявляется. Их называют номинальными коэффициентами усиления и приписывают им дополнительный индекс - "нуль" (K_0 , K_{T0}).

Усиление по мощности определяют на средних частотах как отношение кажущейся мощности в нагрузке усилителя $P_2 = I_2 \cdot U_2$ к кажущейся мощности, отдаваемой источником сигнала $P_1 = I_1 \cdot U_1$. Отсюда

$$K_M = P_2 / P_1 = (U_2 \cdot I_2) / (U_1 \cdot I_1) = K \cdot K_T = K^2 \cdot \dot{Z}_{\text{вх}} / \dot{Z}_{\text{н}}.$$

Но более полно свойства усилителя характеризует сквозной коэффициент усиления (коэффициент усиления по ЭДС):

$$K_e = \dot{U}_2 / E_c.$$

Сквозной коэффициент усиления учитывает не только действие самого усилителя, но и потери энергии во входной цепи. Из рис. 1 видно, что на вход усилителя попадает не вся энергия источника сигнала. Ток во входной цепи \dot{I}_1 создает падение напряжения на внутреннем сопротивлении источника сигнала \dot{Z}_c . Чем больше \dot{Z}_c и чем меньше $\dot{Z}_{\text{вх}}$, тем меньше будет \dot{U}_1 . Составив уравнение Кирхгофа для входной цепи, получим

$$\dot{E}_c = \dot{I}_1 \cdot \dot{Z}_c + \dot{U}_1.$$

Но

$$\dot{I}_1 = \dot{E}_c / (\dot{Z}_{\text{вх}} + \dot{Z}_c),$$

тогда

$$\dot{U}_1 = \dot{E}_c \cdot (\dot{Z}_{\text{вх}} / (\dot{Z}_{\text{вх}} + \dot{Z}_c)) = \dot{E}_c \cdot \dot{\alpha},$$

где $\dot{\alpha}$ - коэффициент передачи напряжения входной цепи. Отсюда

$$\dot{K}_e = \dot{U}_2 / \dot{E}_c = (\dot{U}_2 / \dot{U}_1) \cdot \dot{\alpha} = \dot{K} \cdot \dot{\alpha}.$$

В связи с тем, что восприятие органов чувств человека подчиняется логарифмическому закону, а также из практических соображений, коэффициенты усиления часто выражают в логарифмических единицах - децибелах и неперах.

Широко используются первые из них, вторые имеют ограниченное применение (например, в проводной связи).

Коэффициенты усиления в децибелах (дБ) вычисляют следующим образом:

$$K_{\text{дБ}} = 20 \cdot \lg(K); \quad K_{\text{Т дБ}} = 20 \cdot \lg(K_{\text{Т}}); \quad K_{\text{Р дБ}} = 10 \cdot \lg(K_{\text{Р}}).$$

Коэффициенты усиления в неперах:

$$K_{\text{неп}} = \ln K; \quad K_{\text{Т неп}} = \ln K_{\text{Т}}; \quad K_{\text{М неп}} = 0.5 \cdot \ln K_{\text{М}}.$$

Взаимный пересчет логарифмических единиц осуществляют в соответствии с соотношением:

$$(K, K_{\text{Т}}, K_{\text{М}})_{\text{неп}} = 0.115 \cdot (K, K_{\text{Т}}, K_{\text{М}})_{\text{дБ}}.$$

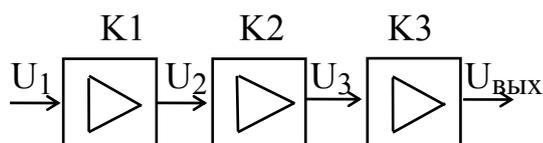


Рис. 5

Для многокаскадного усилителя (рис. 5) общий коэффициент усиления по напряжению (току, мощности) равен произведению коэффициентов усиления отдельных каскадов. Действительно, если, например,

$$K1 = U_2 / U_1; \quad K2 = U_3 / U_2; \quad K3 = U_{\text{ВЫХ}} / U_3,$$

то $K_{\text{общ}} = K1 \cdot K2 \cdot K3 = (U_2 / U_1) \cdot (U_3 / U_2) \cdot (U_{\text{ВЫХ}} / U_3) = U_{\text{ВЫХ}} / U_1.$

Аналогично $K_{\text{общ дБ}} = K1_{\text{дБ}} + K2_{\text{дБ}} + K3_{\text{дБ}}.$

Из-за наличия реактивных элементов в схеме коэффициенты усиления и вносимые усилителем фазовые сдвиги зависят от частоты.

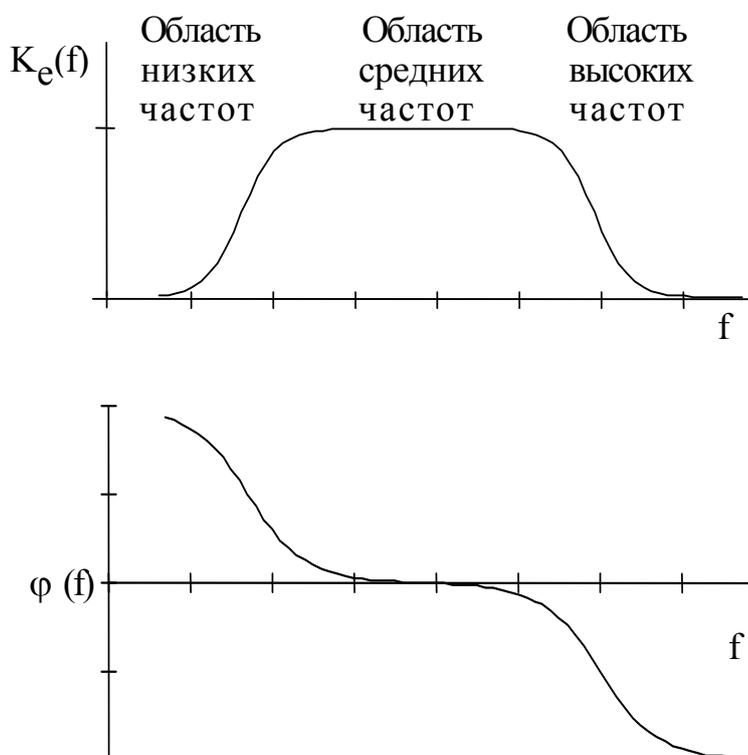


Рис. 6

Функциональную зависимость модуля коэффициента усиления по напряжению $K(f)$ от частоты называют амплитудно-частотной характеристикой, а функциональную зависимость аргумента $\varphi(f)$ от частоты — фазо-частотной характеристикой. Условно амплитудно-частотную и фазо-частотную характеристики делят на области низких, средних, высоких частот (рис. 6).

Форма сигнала на выходе усилителя будет сохранена, если он в диапазоне частот, занимаемом его эффективным спектром, имеет амплитудно-частотную характеристику в

виде горизонтальной прямой, а фазо-частотную – в виде прямой линии с произвольным наклоном.

Отличие реальных характеристик от идеальных ведет к появлению амплитудно-частотных (или просто частотных) и фазо-частотных (или фазовых) искажений. Поскольку они возникают в линейной электрической цепи, не содержащей нелинейных элементов, их называют линейными. Вносимые усилителем частотные искажения определяются неравномерностью его амплитудно-частотной характеристики в диапазоне рабочих частот. Оценку частотных искажений на любой частоте производят при помощи коэффициента частотных искажений.

Коэффициентом частотных искажений называют отношение номинального коэффициента усиления по напряжению K_0 к модулю коэффициента усиления на рассматриваемой частоте K_f , т.е.

$$M = K_0 / K_f.$$

Чем больше M отличается от единицы, тем больше вносимые усилителем искажения. Коэффициент частотных искажений может быть выражен в децибелах

$$M_{\text{дБ}} = 20 \cdot \lg(M).$$

В многокаскадном усилителе

$$M_{\text{общ}} = M_1 \cdot M_2 \cdot M_3 \cdot \dots \quad \text{или} \quad M_{\text{общ дБ}} = \sum_{j=1}^n M_j \text{ дБ}.$$

Полосой пропускания усилителя называют интервал частот, в пределах которого частотные искажения не превышают заданных значений.

Слух не реагирует на изменение фазовых соотношений между гармоническими составляющими сложного сигнала. Кроме того, фазовые искажения

труднее измерять. Поэтому, учитывая связь между частотными и фазовыми искажениями, последними, как правило, не интересуются. Задание амплитудно-частотной характеристики усилителя определяет форму его фазо-частотной характеристики. Ведь амплитудно-частотная характеристика отражает изменение модуля вектора коэффициента усиления по напряжению от частоты, а фазо-частотная – изменение аргумента вектора. Оба эти параметра легко связать в виде частотно-фазовой характеристики (рис. 7), отражающей

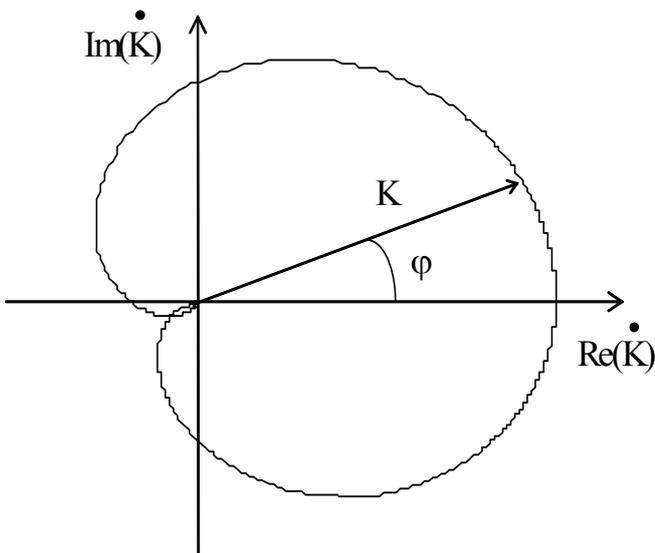


Рис. 7

поведение этого вектора в комплексной плоскости так как $\dot{K} = K \cdot e^{j \cdot \varphi}$.

Кривую, описываемую концом вектора, называют годографом. Форма годографа коэффициента усиления при изменении частоты входного сигнала от нуля

до бесконечности часто анализируется при оценке устойчивости усилителя. Ведь усилитель становится неработоспособным, если он теряет устойчивость, т.е. переходит в режим самовозбуждения (генерирует незатухающие колебания).

В усилителях импульсных сигналов линейные искажения обусловлены переходными процессами установления токов и напряжений в цепях, содержащих реактивные элементы. Для оценки поведения импульсного усилителя пользоваться его амплитудно-частотными и фазо-частотными характеристиками оказывается неудобно, в связи с чем для оценки линейных искажений применяется переходная характеристика.

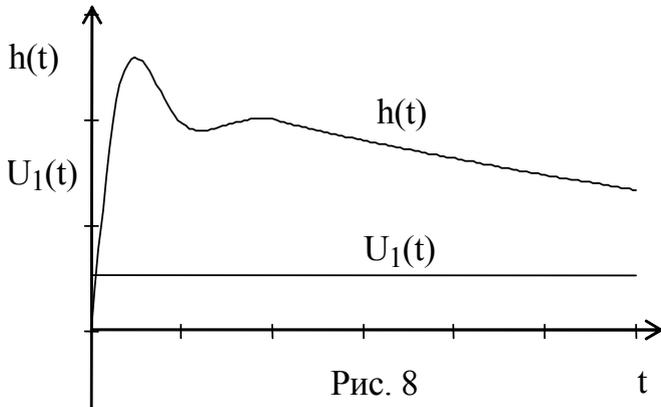


Рис. 8

зывается неудобно, в связи с чем для оценки линейных искажений применяется переходная характеристика.

На рис. 8 показан общий вид переходной характеристики.

Как видно из рисунка, переходная характеристика $h(t)$ представляет собой зависимость мгновенного значения выходного напряжения или тока от времени при мгновенном скачкообразном изменении напряжения или тока сигнала

во входной цепи усилителя $U_1(t)$. Из-за переходных процессов форма выходного напряжения существенно отличается от формы входного напряжения, т.е. возникают переходные искажения.

На практике удобнее пользоваться не переходной характеристикой, а реакцией усилителя на входной импульс с единичной амплитудой. Фактически это

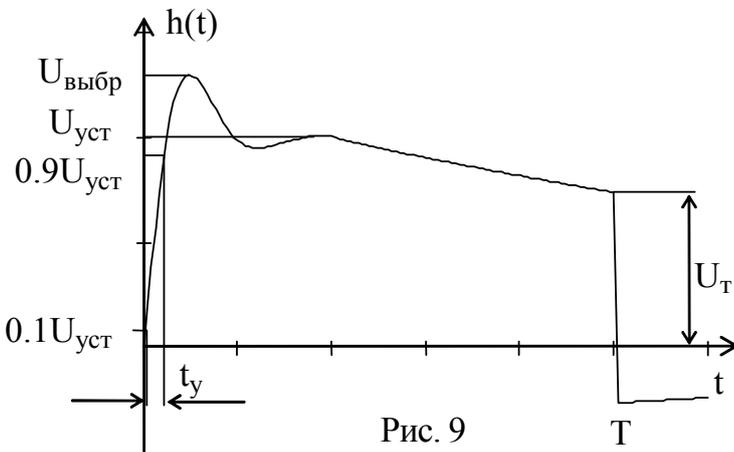


Рис. 9

результат вычитания двух переходных характеристик, сдвинутых во времени друг относительно друга на длительность импульса. Форма выходного сигнала импульсного усилителя показана на рис. 9.

Переходные искажения разделяют на искажения фронтов и вершины усиливаемых сигналов. Искажения фронтов

характеризуются временем установления t_y и выбросом δ . Искажения вершины импульсов определяют по величине спада Δ .

За время установления t_y принято считать время, в течение которого переходная характеристика нарастает от 0.1 до 0.9 от величины установившегося значения.

Выброс фронта оценивают относительной величиной разности максимального и установившегося значения переходной характеристики

$$\delta = (U_{\text{выбр}} - U_{\text{уст}}) / U_{\text{уст}}.$$

В n - каскадном усилителе:

$$t_{y \text{ yc}} = \sqrt{\sum_{i=1}^n (t_{yi})^2} \quad \text{и} \quad \delta_{\text{yc}} = \sqrt{\sum_{i=1}^n (\delta_i)^2}$$

где t_{yi} и δ_i - времена установления и выбросы отдельных каскадов.

Спад плоской вершины - это относительное изменение амплитуды импульса за время его действия от установившегося значения до окончания. При спаде без перегиба $\Delta = |U_{\text{уст}} - U_T| / U_{\text{уст}}$. В усилителе с m элементами, влияющими на изменение амплитуды выходного импульса во времени,

$$\Delta_{\text{yc}} = \sum_{j=1}^m \Delta_j,$$

где Δ_j - спады плоской вершины импульса от влияния отдельных элементов.

Кроме указанных величин для оценки свойств усилителей импульсных сигналов используют время задержки, в течение которого ордината переходной характеристики в области малых времен достигает половинного значения, а также выброс на обратном фронте (обратный выброс), представляющий собой нормированную величину максимальной ординаты противоположной полярности на выходе усилителя после окончания поданного на вход одиночного прямоугольного импульса.

Частотная, фазовая и переходная характеристики физически реализуемых цепей однозначно связаны между собой. Это позволяет по изменению одной из них прогнозировать поведение двух других.

Важно оценить связь между частотными и переходными искажениями. В соответствии с интегралом Дюамеля напряжение на выходе линейной системы $U_{\text{вых}}(t)$ можно найти как

$$U_{\text{вых}}(t) = h(0) \cdot u_{\text{вх}}(t) + \int_0^t h'(\tau) \cdot u_{\text{вх}}(t - \tau) \cdot d\tau,$$

где $u_{\text{вх}}(t)$ - напряжение на входе усилителя,

$h(t)$ - его переходная характеристика,

$h(0)$ - значение последней при $t = 0$,

$h'(t)$ - производная функции $h(t)$.

Пусть на входе действует единичный скачок напряжения, т.е.

$$u_{\text{вх}}(t) = 1 \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t},$$

тогда
$$U_{\text{вых}}(t) = [h(0) + \int_0^t h'(\tau) \cdot e^{-j \cdot \omega \cdot \tau} \cdot d\tau] \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t} = A(t) \cdot e^{j \cdot \omega \cdot t},$$

где выражение в скобках есть не что иное, как амплитуда $A(t)$ выходного сигнала. Если на вход усилителя подать гармоническое колебание частоты ω с амплитудой, равной единице, то на выходе получим напряжение той же частоты с амплитудой, изменяющейся во времени по закону

$$A(t) = h(0) + \int_0^t h'(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} \cdot d\tau.$$

Если положить $t \rightarrow \infty$, то будем иметь установившееся значение амплитуды на выходе устройства, которое численно равно коэффициенту усиления $K(j\omega)$ так как на вход подано напряжение с амплитудой, равной единице. Таким образом

$$K(j\omega) = h(0) + \int_0^{\infty} h'(\tau) \cdot e^{-j\omega\tau} \cdot d\tau.$$

Формула устанавливает связь между коэффициентом усиления и переходной характеристикой. Отсюда можно получить значения коэффициента усиления при $\omega \rightarrow 0$ и $\omega \rightarrow \infty$.

$$K(0) = h(0) + \int_0^{\infty} h'(\tau) \cdot d\tau = h(\infty), \quad K(\infty) = h(0).$$

Из полученных выражений видно, что переходной процесс в области больших времен ($t \rightarrow \infty$) определяется коэффициентом усиления на низких частотах ($\omega \rightarrow 0$), а переходной процесс в области малых времен ($t \rightarrow 0$) – коэффициентом усиления на высоких частотах ($\omega \rightarrow \infty$). Иными словами, для того, чтобы уменьшить время установления импульса, необходимо расширять полосу пропускания усилителя в области высоких частот, а для уменьшения спада плоской вершины необходимо улучшать воспроизведение низких частот.

Помимо линейных искажений усилитель вносит и нелинейные искажения, являющиеся следствием нелинейности вольтамперных характеристик усилительных приборов и других элементов схемы.

Нелинейными искажениями сигнала называют изменение его формы из-за наличия в схеме усилителя нелинейных элементов. Количественная оценка нелинейных искажений производится по степени искажения гармонического сигнала, подаваемого на вход усилителя, и описывается коэффициентом гармоник (коэффициентом нелинейных искажений). Он равен квадратному корню из отношения суммы мощностей всех гармоник, созданных нелинейными элементами, к мощности первой гармоники:

$$K_{\Gamma} = \sqrt{\frac{\sum_{j=2}^{\infty} P_j}{P_1}}$$

При активной нагрузке отношение мощностей можно заменить отношением квадратов напряжений или токов. Тогда

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\sum_{j=2}^{\infty} U_j^2}}{U_1} \quad \text{или} \quad K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{\sum_{j=2}^{\infty} I_j^2}}{I_1},$$

где P_j , U_j , I_j - мощности, напряжения и токи j -тых гармоник сигнала.

Основную долю нелинейных искажений сигнала вносят мощные (оконечные, а иногда и предоконечные) каскады.

Нелинейность усилителя не всегда приводит к искажению импульсных сигналов. Например, практически не искажаются прямоугольные импульсы постоянной амплитуды, но могут сильно искажаться сигналы с изменяющимися амплитудами. Усилитель однополярных импульсов может существенно искажать гармонические сигналы, действуя как односторонний ограничитель, и практически не искажать импульсные сигналы. Все это говорит о том, что пользоваться коэффициентом гармоник для оценки нелинейности импульсных усилителей оказывается невозможным. Наиболее просто оценка нелинейности импульсного усилителя осуществляется по искажению на выходе устройства пилообразного входного напряжения (рис. 10), а величина γ , характеризующая это явление, носит название коэффициента нелинейности. Он определяется в результате сравнения углов наклона пилообразного напряжения в начале β и в конце α импульса на выходе устройства.

Если нелинейные искажения проявляются при больших амплитудах сигналов, то при малых напряжениях на форму сигналов могут оказывать воздействие внутренние и внешние помехи. Даже при отсутствии сигнала на входе усилителя, на его выходе

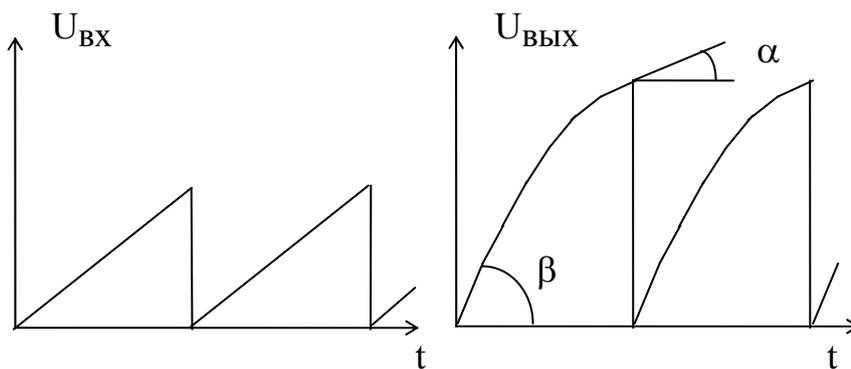


Рис. 10

образуется некоторое напряжение, вызываемое наводками, фоном от источников питания, мик-

$$\gamma = \frac{\text{tg}(\beta) - \text{tg}(\alpha)}{\text{tg}(\beta)}$$

рофонным эффектом, шумами активных сопротивлений и усилительных

элементов.

Наводка - это напряжение, образованное от посторонних источников сигналов.

Фон - это напряжение в выходной цепи, гармонические составляющие которого кратны частоте сети переменного тока, питающего усилитель.

Микрофонный эффект - это посторонние напряжения, появляющиеся на выходе усилителя при воздействии механических толчков и вибраций.

Шумы - это хаотическое непериодическое напряжение, связанное с движением электронов, дробовым эффектом и т. п.

Первые три причины появления посторонних напряжений могут быть устранены за счет рационального проектирования схемы и конструкции усилителя. Шумы активных сопротивлений и усилительных элементов принципиально неустранимы и могут быть только уменьшены до некоторого уровня. На уровень собственных шумов усилителя больше всего влияют шумы первого каскада, так как они усиливаются всеми каскадами. Чем больше коэффициент усиления мощности у первого каскада, тем меньше влияние остальных каскадов на общий шум усилителя.

Шумовые свойства усилителя оценивают коэффициентом шума, показывающим во сколько раз ухудшается отношение мощности сигнала к мощности шума на выходе усилителя по сравнению с тем же отношением на его входе.

$$N = \frac{(P_c / P_{ш})_{вх}}{(P_c / P_{ш})_{вых}}$$

Коэффициент шума всегда больше единицы. Коэффициент шума обычно выражают в децибелах.

$$N_{дБ} = 10 \cdot \lg(N).$$

Наглядное представление о точности воспроизведения сигналов дает амплитудная характеристика.

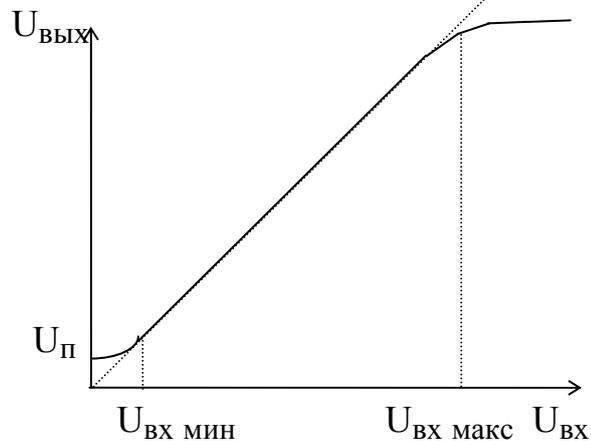


Рис. 11

амплитудная характеристика.

Амплитудной характеристикой усилителя называют зависимость выходного напряжения сигнала от амплитуды входного напряжения в установившемся режиме (рис. 11).

Коэффициент усиления идеального усилителя не должен зависеть от величины входного сигнала и поэтому амплитудная характеристика должна представлять собой прямую, проходящую через начало координат под углом, зависящим

от коэффициента усиления напряжения (пунктирная прямая на рис. 11).

В реальных усилителях всегда существует некоторое напряжение помех $U_{п}$ (шумы, наводки, фон, микрофонный эффект). В связи с этим даже при отсутствии сигнала на входе, на выходе будет действовать напряжение $U_{п}$ и амплитудная характеристика не пройдет через начало координат.

При слишком больших входных напряжениях $U_{вх}$ усилительный элемент работает в нелинейном режиме и начинает насыщаться. На амплитудной характеристике появляется изгиб.

Если задать допустимое отношение сигнал / помеха при малых сигналах и нелинейные искажения при больших сигналах, то можно определить пределы входных напряжений от $U_{\text{вх мин}}$ до $U_{\text{вх макс}}$, в которых выходной сигнал имеет допустимые искажения амплитуды.

Отношение максимально и минимально допустимых входных сигналов определяет динамический диапазон усилителя.

$$D = U_{\text{вх макс}} / U_{\text{вх мин}}$$

Обычно динамический диапазон выражают в децибелах.

$$D_{\text{дБ}} = 20 \cdot \lg (D).$$

Для нормальной работы усилителя необходимо, чтобы его динамический диапазон был не менее диапазона изменений сигнала.

Коэффициент полезного действия усилителя является важным технико-экономическим показателем. Он равен отношению мощности полезного сигнала в нагрузке к общей потребляемой мощности, т.е.

$$\eta = P_{\sim} / P_0 .$$

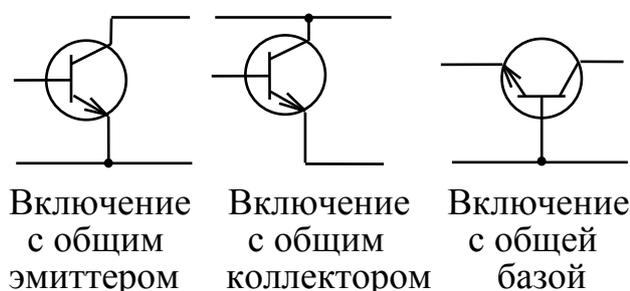
Вопросы.

1. Назовите основные параметры и характеристики усилителей. Что они собой представляют?
2. Опишите входные и выходные данные усилителя.
3. Для чего нужно знать сквозной коэффициент усиления?
4. Что понимают под децибелами и неперами?
5. Что называют коэффициентом частотных искажений? Назовите причины появления частотных искажений.
6. Как по частотным и переходным искажениям отдельных каскадов усилителя найти его общие частотные и переходные искажения?
7. Как измерить время установления, выброс и спад плоской вершины импульса?
8. В чем проявляется связь между амплитудно-частотной и переходной характеристиками?
9. Нарисуйте схему измерения коэффициента гармоник усилителя.
10. Как оценить нелинейность усилителя импульсных сигналов?
11. Каким показателем оценивают шумовые свойства усилителя?
12. Что называют амплитудной характеристикой? Описать ее форму.
13. Как определить динамический диапазон усилителя?

3. РАБОТА УСИЛИТЕЛЬНОГО ЭЛЕМЕНТА В КАСКАДЕ

3.1. Понятие о трех схемах включения усилительного элемента

При анализе работы устройства усилительный элемент, например, транзистор, а иногда и целый усилитель или его каскад, удобно рассматривать в виде четырехполюсника, ко входным зажимам которого подключен источник сигнала, а выходные зажимы соединены с нагрузкой. Так как у транзистора имеется только три электрода, то один из них будет общим для входных и выходных цепей. В зависимости от того, какой электрод является общим, различают включение с общим эмиттером (или истоком у полевого транзистора), с общим коллектором (или стоком) и с общей базой (или затвором). Из шести возможных комбинаций электродов транзистора только три способны обеспечить усиление мощности сигнала, когда база (или затвор) подключены к одному из входных зажимов, а коллектор (или сток) к одному из выходных. Аналогичные



Включение
с общим
эмиттером

Включение
с общим
коллектором

Включение
с общей
базой

Рис. 12

включения имеются в ламповых устройствах.

Используя эти основные схемы (рис. 12), не всегда удастся реализовать требуемые параметры усилителя. Ряд новых свойств может быть получен от схем с составными транзисторами. Наибольшее распространение из них получили схема

Дарлингтона и каскодная схема. Принцип соединения электродов в этих схемах показан на рис. 13. Конденсатор $C1$ в каскодном соединении условно отображает связь по переменному току между базой $VT2$ и эмиттером $VT1$.

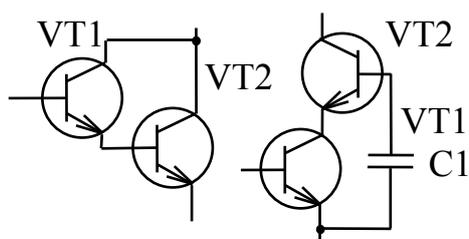


Рис. 13

Способ включения усилительного прибора и его тип в значительной степени определяют свойства каскада. Каждое из упомянутых выше включений обладает своими особыми свойствами, позволяющими решать те или иные задачи при проектировании аппаратуры. Не вдаваясь пока в подробное рассмотрение каскадов,

использующих различные схемы включения усилительных приборов, отметим их отличительные свойства на примере биполярного транзистора.

Наибольшим усилением мощности обладает включение с общим эмиттером, так как дает усиление по напряжению и току. По этой причине оно широко используется в усилительной технике. Входное сопротивление его невелико (у маломощных транзисторов – сотни Ом), выходное сопротивление самого транзистора достигает десятков кОм, но сильно шунтируется внешними элементами.

Схема с общим коллектором не усиливает по напряжению, а создает усиление только по току. Входное сопротивление самого транзистора больше, а выходное сопротивление меньше, чем у схемы с общим эмиттером.

Включение с общей базой обеспечивает усиление по напряжению и не дает усиления по току. Входное сопротивление транзистора меньше, выходное сопротивление больше, чем у схемы с общим эмиттером.

Так как площади усиления ($\Pi = K \cdot f_B$) при включении транзистора с общим эмиттером и общим коллектором практически одинаковы, то переходные и частотные характеристики схемы с общим коллектором близки к идеальным, что при усилении этой схемы меньше единицы ведет к соответствующему расширению полосы пропускания.

Переходные и частотные характеристики схемы с общей базой лучше, чем у схемы с общим эмиттером.

При больших сигналах нелинейные искажения схем с общим коллектором и общей базой ниже, чем у схемы с общим эмиттером.

Аналогично ведут себя в различных схемах включения полевой транзистор и электронная лампа с тем лишь отличием, что имеют очень высокое входное сопротивление, несколько большее внутреннее сопротивление в открытом состоянии и меньшую крутизну. Кроме того, полевой транзистор создает гораздо меньшее, по сравнению с биполярным, число продуктов нелинейного преобразования, что существенно влияет на чистоту спектра усиливаемых колебаний.

Что касается схем с составными транзисторами, то в схеме Дарлингтона удастся реализовать очень большие значения усиления по току и за счет этого получить новые свойства, например, высокое входное сопротивление, лучшие частотные характеристики. В каскодной схеме малы внутренние обратные связи, что дает ей возможность устойчиво работать (без самовозбуждения) на очень высоких частотах.

3.2. Цепи питания и температурной стабилизации усилительных приборов

Для того чтобы усилительный элемент был способен осуществлять свои функции, нужно подать на него напряжение питания. Для n-p-n биполярного транзистора к коллектору (у полевого транзистора с n-каналом к стоку) присоединяется положительный электрод источника питания, а к эмиттеру (истоку) – отрицательный. Для p-n-p биполярного транзистора и полевого транзистора с p-каналом полярность подключения источника питания обратная.

Затем усилительный элемент следует вывести в нужную рабочую точку подачей на управляющий электрод напряжения смещения. Получение напряжения смещения осуществляется за счет использования специальных цепей, называемых цепями смещения. В простейшем случае напряжение смещения может быть получено от отдельного источника питания. Однако такой путь не является рациональным, так как ведет к усложнению последнего, особенно заметному при малом числе каскадов усилителя. Более простым решением является полу-

чение напряжения смещения от одного и того же источника питания, подводящего энергию к выходным электродам усилительных элементов. Ведь токи управляющих электродов (базы, затвора, сетки) много меньше токов выходных цепей, а напряжения смещения много меньше напряжения источника питания.

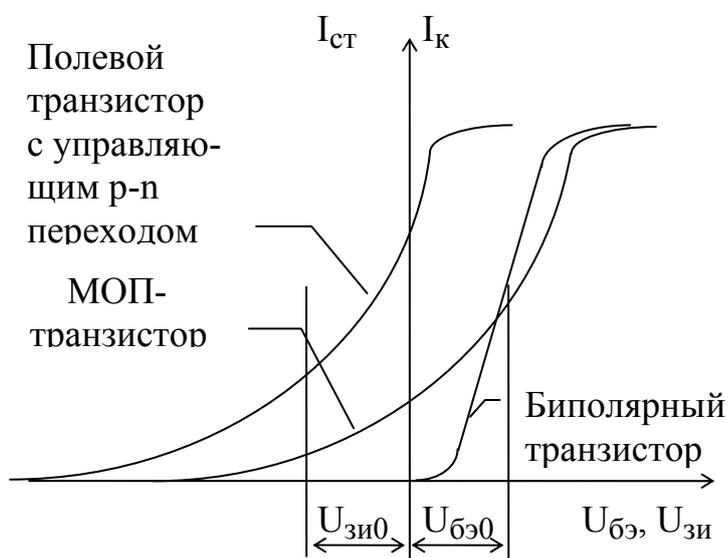


Рис. 14

Цепи смещения и температурной стабилизации практически одинаковы для всех трех схем включения транзистора (лампы). У разных электронных приборов организация цепей смещения осуществляется с учетом знака прикладываемого к управляющему электроду напряжения.

На рис. 14 показаны проходные характеристики биполярного транзистора, полевого транзистора с управляющим р-п переходом и полевого транзистора с изолированным затвором (МОП - транзистора).

Из рисунка видно, что для вывода на середину линейной части проходной характеристики у биполярного транзистора между базой и эмиттером нужно создать постоянное напряжение $U_{бэ0}$ (напряжение смещения), совпадающее по знаку (положительное для $n - p - n$ и отрицательное для $p - n - p$ транзисторов) с приложенным к коллектору напряжением. Оно примерно равно (0.1 ... 0.3) В у германиевых и (0.6 ... 0.8) В у кремниевых транзисторов. Для полевого транзистора с управляющим р-п переходом это же напряжение, как правило, имеет обратный знак, а его величина сильно зависит от типа транзистора, иногда достигая нескольких вольт. У полевого транзистора с изолированным затвором (МОП - транзистора) проходная характеристика обычно занимает промежуточное положение, что предопределяет соответствующую конфигурацию цепей смещения.

Для работы любого каскада надо создать два условия – обеспечить нормальную работу транзистора по постоянному и переменному току. Одно из них (по постоянному току) связано с выводом усилительного элемента в ту рабочую точку, которая в наилучшей степени отвечает неискаженному воспроизведению сигнала с заданной амплитудой на выходе устройства, независимо от включения по переменному току. Второе условие (по переменному току) связано с включением усилительного элемента в цепь прохождения полезного сигнала. Вот здесь важно, как включен усилительный элемент (с общим эмиттером, коллектором или базой). Но в любом случае цепи смещения, задающие режим транзистора по постоянному току, и цепи подачи сигнала (цепи межкаскадной связи) должны под-

ключаться к усилительному элементу так, чтобы не нарушался его режим работы. При этом необходимо выполнить условие независимости работы этих цепей.

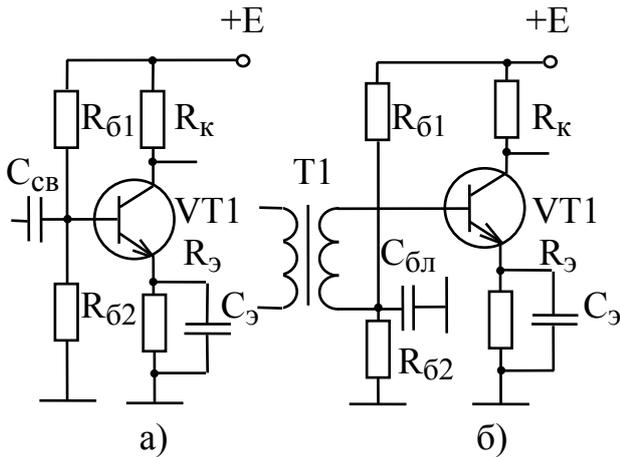


Рис.15

Параллельное включение источника сигнала и цепи смещения (рис. 15а) легко достигается за счет включения емкости связи $C_{св}$, препятствующей прохождению постоянного напряжения через источник сигнала, но пропускающий его переменную составляющую.

При последовательном включении цепи смещения и источника сигнала (рис. 15б) необходимо, чтобы внутреннее сопротивление последнего было небольшим. Тогда режим работы транзистора не нарушается. В этой схеме часто используется трансформатор $T1$, позволяющий разделить упомянутые цепи по постоянному току. Для прохождения переменной составляющей к общему проводу необходимо наличие блокировочной емкости $C_{бл}$. В противном случае на сопротивлениях базового делителя $R_{б1}$, $R_{б2}$, задающего напряжение смещения, создается дополнительное падение входного напряжения сигнала и на транзистор попадает только его небольшая часть.

Вывод транзистора в нужную рабочую точку не зависит от того, как он будет использован для усиления сигналов. Поэтому работу цепей смещения можно рассматривать на любой схеме, не обращая внимания на способ подведения и снятия сигналов. Иными словами, можно изучить работу цепей смещения и температурной стабилизации на наиболее распространенном резистивном каскаде, где транзистор включен с общим эмиттером.

Цепь смещения для базового электрода биполярного транзистора можно организовать двумя способами. Один из них основан на зависимости выходного тока транзистора от входного тока. Второй построен на зависимости выходного

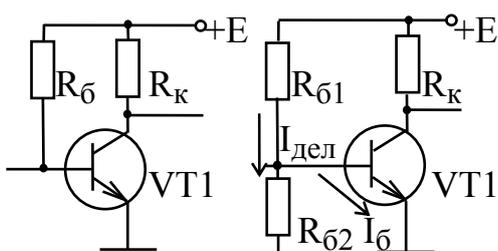


Рис. 16

тока транзистора от входного напряжения. Совместно с источником питания цепи смещения с фиксацией тока и напряжения в цепи базы можно выполнить с помощью резисторов (рис. 16).

Величину $R_б$ в первой схеме легко найти, воспользовавшись законом Ома для цепи базы

$$R_6 = (E - U_{бэ}) / I_6.$$

Учитывая то, что $|E| \gg |U_{бэ}|$, можно упростить полученный результат $R_6 \approx E / I_6$. Отсюда видно, что в данной схеме при известном E ток базы определяется номиналом внешнего сопротивления смещения R_6 и не зависит от параметров входной цепи усилительного элемента, что характерно для питания цепи от генератора тока.

Во второй схеме для создания напряжения смещения в базовую цепь включен делитель напряжения, состоящий из сопротивлений R_{61} и R_{62} . Чтобы напряжение $U_{бэ}$, выделяющееся на сопротивлении R_{62} , не зависело от параметров входной цепи транзистора, необходимо задать величину тока делителя $I_{дел}$, в несколько раз большую тока базы I_6 . Составив уравнение Кирхгофа для входной цепи, получим

$$E = R_{61} \cdot (I_6 + I_{дел}) + I_{дел} \cdot R_{62}.$$

Но, так как $I_{дел} \gg I_6$, то

$$E \approx I_{дел} \cdot (R_{61} + R_{62}).$$

Поскольку $U_{бэ} = I_{дел} \cdot R_{62}$, то отсюда $R_{62} = U_{бэ} / I_{дел}$; тогда

$$R_{61} = (E - U_{бэ}) / I_{дел}.$$

Ток, протекающий в выходной цепи усилительного элемента при отсутствии сигнала и называемый током покоя, в рабочих условиях (при изменении температуры, старении, замене деталей) не должен заметно отклоняться от первоначальной величины, рассчитанной на нормальную работу каскада. Обычно допускается отклонение тока покоя не более 10% в каскадах мощного усиления и не более 20% в маломощных каскадах. Однако на практике транзисторы даже одного типа и группы могут иметь разброс статического коэффициента усиления тока при включении с общим эмиттером $h_{21э}$ до 3...5 раз. Так как ток коллекторной цепи $I_k = I_6 \cdot h_{21э}$, то замена транзистора в каскаде с фиксированным током базы может изменить ток покоя более чем в 3...5 раз, что недопустимо. К таким же изменениям коллекторного тока может привести и изменение температуры корпуса транзистора на 30... 50°C. При подаче напряжения смещения от базового делителя замена транзистора или изменение температуры в указанных пределах могут повлечь за собой изменение тока покоя в 1.5... 2 раза.

Приведенные цифры показывают, что в реальных схемах возникает необходимость введения в схему цепей стабилизации режима транзистора. Простейшей и наиболее экономичной является коллекторная стабилизация. На рис. 17 показано, как обеспечивается коллекторная стабилизация режима в схемах с общим эмиттером, базой и коллектором.

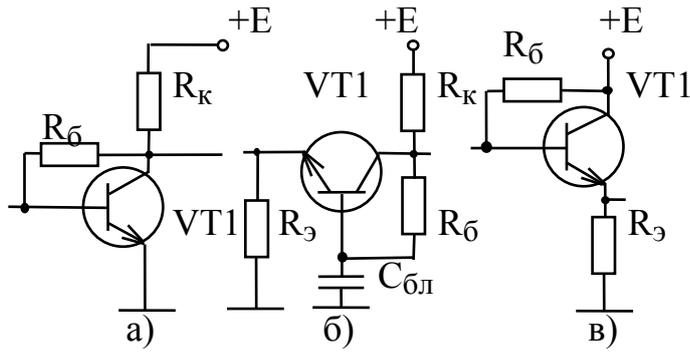


Рис. 17

на примере схемы с общим эмиттером (рис.17, а). При изменении, например, увеличении коллекторного тока, увеличивается падение напряжения на сопротивлении R_K , а, следовательно, уменьшается напряжение между коллектором и эмиттером транзистора, так как

$$U_{КЭ} = E - I_K \cdot R_K - I_Б \cdot R_K = E - I_Э \cdot R_K.$$

Это приводит к уменьшению тока базы, поскольку

$$I_Б = (U_{КЭ} - U_{БЭ}) / R_Б.$$

Уменьшение базового тока влечет за собой уменьшение коллекторного тока, препятствующее его возрастанию. В результате существенного изменения положения рабочей точки не происходит. При включении транзистора с общим эмиттером коллекторная схема стабилизации снижает усиление и входное сопротивление каскада из-за прохождения усиленного сигнала через резистор $R_Б$

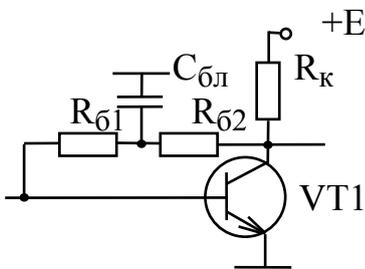


Рис.18

обратно во входную цепь (образуется отрицательная обратная связь). Для устранения этого явления резистор делят на две примерно равные части, между которыми на общий провод включают блокировочный конденсатор $C_{бл}$ (рис. 18).

Величину сопротивления в схеме на рис. 17а рассчитаем, составив уравнение Кирхгофа для входной цепи

$$E = I_K \cdot R_K + I_Б \cdot (R_Б + R_K) + U_{БЭ}.$$

Отсюда

$$R_Б = \frac{E - R_K \cdot (I_K + I_Б) - U_{БЭ}}{I_Б}.$$

Умножим числитель и знаменатель на величину $h_{21Э} = I_K / I_Б$. Тогда будем иметь

$$R_Б = \frac{h_{21Э} \cdot (E - U_{БЭ}) - I_K \cdot R_K \cdot (1 + h_{21Э})}{I_K}.$$

Аналогично можно рассчитать величину $R_Б$ для других схем включения транзистора.

Коллекторная стабилизация действует удовлетворительно при больших падениях напряжения на сопротивлении нагрузки постоянному току (0.5 E и выше), не слишком больших изменениях $h_{21Э}$ (не более 1.5 ... 2 раз) и температуры (до 30° C).

Поясним принцип действия коллекторной стабилизации на

Более высокую стабильность положения точки покоя дает схема эмиттерной стабилизации (рис. 19).

Схема может обеспечить работоспособность каскада при изменении $h_{21э}$ до 5...10 раз и температуры на 70...100 С.

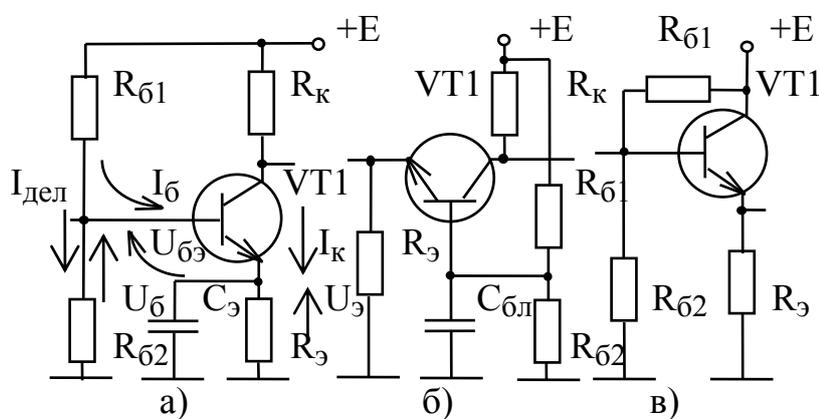


Рис. 19

Принцип действия эмиттерной стабилизации рассмотрим на примере схемы с общим эмиттером (рис. 19а). Благодаря наличию делителя напряжения R_{61} , R_{62} в базовой цепи транзистора, выделяющаяся на сопротивлении R_{62} напряжение $U_{б}$ мало зависит от параметров

транзистора, так как $I_{дел} \gg I_{б}$. Рассматривая это напряжение как сумму падений напряжения на переходе база - эмиттер транзистора $U_{бэ}$ и на сопротивлении $R_{э}$ в эмиттерной цепи транзистора, т. е. $U_{б} \approx const = U_{бэ} + U_{э}$, видим, что рост тока через транзистор ведет к уменьшению $U_{бэ}$ и, как результат, к уменьшению $I_{б}$. Изменение $I_{б}$ вызывает изменение тока через транзистор, противодействующее росту коллекторного тока. Если параллельно $R_{э}$ не включить $C_{э}$, то такое же противодействие было бы и изменению переменного тока через транзистор (вследствие отрицательной обратной связи), что уменьшало бы усиление каскада. При шунтировании $R_{э}$ конденсатором большой величины, сопротивление переменному току последнего будет очень мало и переменная составляющая сигнала не будет выделяться на $R_{э}$, $C_{э}$, что исключит снижение усиления каскада. Положительное действие эмиттерной стабилизации возрастает с увеличением сопротивления резистора $R_{э}$ и уменьшением сопротивлений делителя R_{61} , R_{62} . При этом следует помнить, что чрезмерное увеличение $R_{э}$ ведет к уменьшению амплитуды выходного сигнала, а уменьшение R_{61} , R_{62} - к уменьшению входного сопротивления каскада. Компромиссным решением является выбор значения $R_{э}$, при котором $U_{э} = (0.05... 0.15) \cdot E$ в каскадах мощного усиления и $U_{э} = (0.1... 0.3) \cdot E$ в предварительных каскадах. Выбор номиналов сопротивлений R_{61} и R_{62} , определяется током делителя $I_{дел}$, причем обычно $I_{дел} = (1... 3) \cdot I_{б}$ в каскадах мощного усиления и $I_{дел} = (3... 10) \cdot I_{б}$ в предварительных каскадах.

Рассчитаем элементы схемы на рис. 19а. Ток покоя транзистора I_0 определяют по требуемому току и напряжению сигнала в нагрузке, если каскад око-

нечный, или на входе следующего каскада (I_H и U_H) с учетом его полосы пропускания. Так как общее сопротивление нагрузки

$$R_0 = R_K \cdot R_H / (R_K + R_H)$$

входит в постоянную времени каскада на высоких частотах, то в импульсных и широкополосных усилителях величина R_0 может быть меньше, чем в усилителях звуковых частот. Если полоса пропускания каскада невелика (до сотен кГц) и используется транзистор с удовлетворительными частотными свойствами, то максимальное значение переменной составляющей коллекторного тока можно найти из следующего соотношения

$$I_{KM} = I_H + U_H / R_K = (1.4 \dots 1.7) \cdot I_H.$$

Ток покоя транзистора: $I_0 = (1.05 \dots 1.2) \cdot I_{KM}$. При $I_0 < 1$ мА надо брать $I_0 = 1$ мА, так как при меньших токах снижается крутизна и температурная стабильность транзистора. Коллекторное и эмиттерное сопротивления при максимально возможном размахе двухполярного выходного сигнала находят из соотношений:

$$R_K = (0.4 \dots 0.45) \cdot E / I_0; \quad R_Э = (0.2 \dots 0.1) \cdot E / I_0.$$

Напряжение между коллектором и эмиттером в рабочей точке

$$U_0 = E - I_0 \cdot R_K - I_0 \cdot R_Э.$$

Ток, протекающий через делитель напряжения $R_{Б1}$, $R_{Б2}$ в базовой цепи

$$I_{дел} = (3 \dots 10) \cdot I_{Б0}.$$

Сопротивление базового делителя $R_{Б2}$ найдем, приняв во внимание то, что через него протекает только ток делителя.

$$R_{Б2} = [R_Э \cdot (I_0 + I_{Б0}) + U_{БЭ}] / I_{дел};$$

Через резистор $R_{Б1}$ протекает сумма токов $I_{дел}$ и $I_{Б0}$. Падение напряжения на нем равно разности напряжений E и $U_Б$. Тогда

$$R_{Б1} = [E - R_Э \cdot (I_0 + I_{Б0}) - U_{БЭ}] / (I_{дел} + I_{Б0}).$$

Преобразуем данное выражение к виду, более удобному для вычислений через параметры схемы. Из курса "Электронные приборы" известно, что

$$I_Э = I_K \cdot (1 + h_{21Э}) / h_{21Э} \quad \text{и} \quad I_Б = I_K / h_{21Э}.$$

Кроме того

$$I_{дел} = U_Б / R_{Б2} \quad \text{и} \quad U_Б = U_{БЭ} + R_Э \cdot (I_0 + I_{Б0}).$$

Проведя несложные вычисления, получим:

$$R_{Б1} = \frac{R_{Б2} \cdot h_{21Э} \cdot (E - U_{БЭ}) - I_K \cdot R_Э \cdot (1 + h_{21Э})}{I_K \cdot (R_Э + R_{Б2}) \cdot (1 + h_{21Э}) - h_{21Э} \cdot (I_K \cdot R_{Б2} - U_{БЭ})}.$$

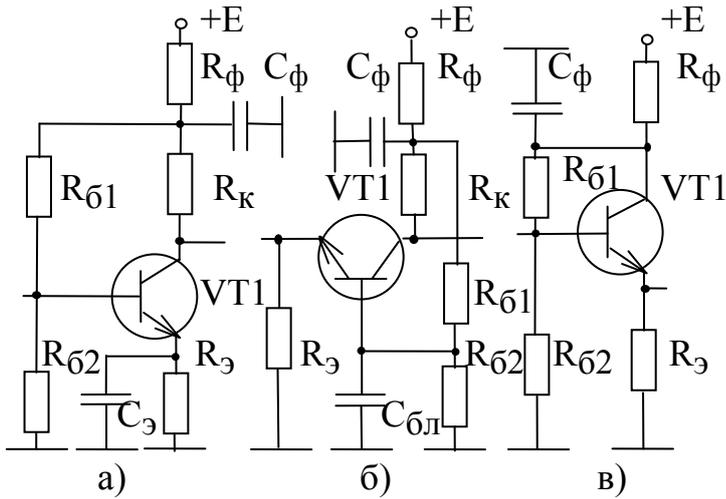


Рис. 20

Еще более эффективной является схема с коллекторно-эмиттерной или комбинированной стабилизацией режима (рис. 20), представляющая собой сочетание рассмотренных выше схем стабилизации.

Величину сопротивления R_{ϕ} в схемах выбирают, исходя из допустимого падения напряжения питания транзистора. Емкость C_{ϕ} должна быть достаточно большой с тем, чтобы даже на

самых низких усиливаемых частотах обеспечить прохождение переменной составляющей на общий провод. С достаточной для инженерной практики точностью величину C_{ϕ} можно рассчитать по формуле

$$C_{\phi} = K / (2 \cdot \pi \cdot f_{н} \cdot R_{\phi}),$$

где K - коэффициент усиления каскада.

Формулы для вычисления остальных элементов схемы выводят по методикам, изложенным выше.

При учете разброса параметров элементов и необходимости обеспечения работоспособности схемы даже с наихудшими транзисторами в вышеприведенные формулы следует подставлять минимальное значение $h_{21э} = h_{21э \text{ мин}}$, $I_{к} = I_{к \text{ мин}}$ и максимальную величину $U_{бэ} = U_{бэ \text{ макс}}$ в точке покоя.

Из курса "Электронные приборы" известно, что при работе транзистора в интервале температур от $T_{\text{мин}}$ до $T_{\text{макс}}$

$$U_{бэ \text{ макс}} = U_{бэ} + 0.0022 \cdot (20 - T_{\text{мин}}),$$

где $U_{бэ}$ - напряжение смещения база - эмиттер, необходимое для получения

расчетного тока $I_{к}$, обеспечивающего заданный ток в нагрузке. Его находят при температуре 20°C , например, по статическим вольтамперным характеристикам транзистора.

Довольно часто, особенно при выполнении усилителя с использованием микросхем, возникает необходимость непосредственного соединения выхода предыдущего усилительного элемента со входом последующего (рис. 21).

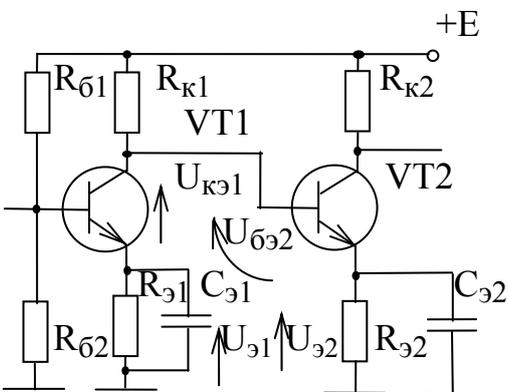


Рис. 21

При непосредственном соединении двух точек схемы надо обеспечить равенство их потенциалов. Только тогда удастся избежать уравнительных токов и режим тран-

зисторов не будет нарушен. Здесь предыдущий транзистор можно рассматривать как управляемое сопротивление, входящее в состав делителя напряжения, состоящего из $R_{к1}$, $R_{э1}$, и VT1. Задавая необходимый ток через транзистор VT1, и, варьируя в некоторых пределах значениями $R_{э1}$, $R_{э2}$, можно добиться равенства потенциалов соединяемых частей схемы

$$U_{кэ1} + U_{э1} = U_{бэ2} + U_{э2},$$

где $U_{кэ1}$ и $U_{э1}$ - напряжение коллектор - эмиттер и падение на эмиттерном сопротивлении первого транзистора, $U_{бэ2}$ и $U_{э2}$ - напряжение база - эмиттер и падение на эмиттерном сопротивлении второго транзистора.

Данная схема имеет плохую температурную стабильность положения рабочей точки второго транзистора, поскольку малейшие изменения рабочей точки первого транзистора усиливаются вторым.

Схема на рис. 22 позволяет уменьшить зависимость положения рабочей точки второго транзистора от тока первого. В этой схеме напряжение смещения транзистора VT1 определяется падением напряжения на сопротивлении $R_{э2}$.

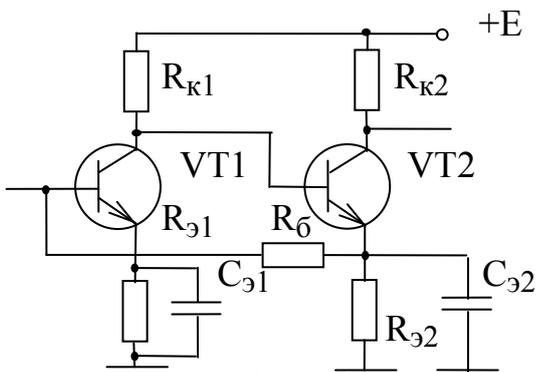


Рис. 22

При увеличении температуры это напряжение увеличивается, что ведет к увеличению тока через VT1. Тогда потенциал коллектора этого транзистора понижается, что приводит к уменьшению тока через VT2. Тем самым компенсируется изменение тока выходного транзистора. Хотя в данном случае ток транзистора VT1 и не постоянен, однако нежелательных последствий удастся избежать вследствие того, что амплитуда сигнала

на выходе первого транзистора невелика.

Полярность напряжения смещения полевого транзистора зависит от типа проводимости, выходного тока и технологии изготовления. Она может как совпадать с полярностью напряжения питания, так и быть противоположной. Соответственно должны строиться и цепи смещения. При этом следует помнить, что в отличие от биполярных транзисторов у полевых ток затвора очень мал.

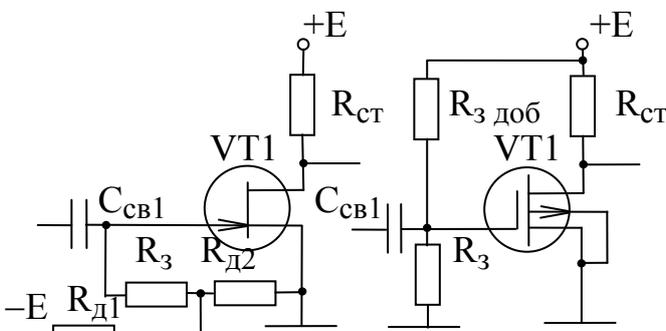


Рис. 23

Указанное обстоятельство не позволяет использовать цепь смещения, эквивалентную генератору тока. Для получения требуемого напряжения смещения здесь применяется отдельный делитель (рис. 23). Но в этих схемах не решена проблема стабилизации положения рабочей точки.

Известно: вольтамперные ха-

рактические характеристики полевого транзистора имеют две термостабильные точки - точку термостабильного тока стока и точку термостабильной крутизны. Однако режимы, обеспечивающие эти термостабильные точки, находят ограниченное применение, так как транзисторы в них имеют небольшую крутизну, а положение самих термостабильных точек имеет значительный технологический разброс. Поэтому принимаются специальные меры для обеспечения нужной температурной стабильности за счет использования отрицательных обратных связей, как и в случае с биполярными транзисторами. Цепи обратной связи помимо снижения нестабильности тока покоя позволяют осуществить питание транзистора от одного источника (рис. 24).

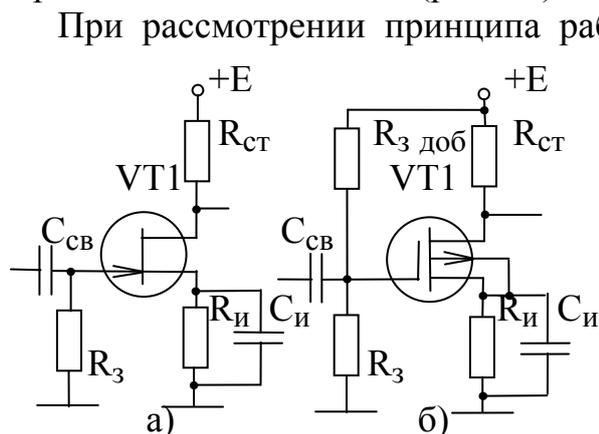


Рис. 24

следует учесть, что вследствие малости тока затвора падения напряжения на резисторе R_3 практически не происходит. Поэтому величина R_3 может выбираться произвольно до значений порядка (0.2...1)МОм.

Для заданного тока покоя I_0 величина напряжения между затвором и истоком $U_{зи}$ связана со значением $R_{и}$

для схем на рис. 24а и рис. 24б следующими соотношениями

$$U_{зи} = -R_{и} \cdot I_0 \quad \text{и} \quad U_{зи} = E \cdot R_3 / (R_3 + R_{3 \text{ доб}}) - R_{и} \cdot I_0.$$

При этом для удовлетворительной температурной стабильности каскада надо, чтобы падение напряжения на $R_{и}$ было не менее $0.1 \cdot E$.

В остальном принцип работы схемы стабилизации аналогичен описанному выше для биполярного транзистора. Схемы цепей смещения для других включений транзистора строятся аналогично.

3.3. Эквивалентные схемы и параметры усилительных элементов

Расчет радиотехнических устройств базируется на замене усилительных элементов эквивалентными схемами. Поэтому прежде, чем перейти к рассмотрению конкретных схем, следует познакомиться с основными параметрами усилительных элементов и их эквивалентными схемами.

Известно, что любое линейное устройство, в том числе и усилительный элемент, может быть представлено четырехполюсником, а его свойства описаны системой из двух линейных уравнений, связывающих входной ток \dot{I}_1 и напряжение \dot{U}_1 с выходным током \dot{I}_2 и напряжением \dot{U}_2 . В зависимости от того, какую пару из этих параметров принять за независимые переменные, а какую пару за их функции, могут быть составлены четыре системы уравнений.

Если, например, входное и выходное напряжение считать аргументами, а входной и выходной токи рассматривать как функции указанных напряжений, то уравнения, связывающие параметры, будут иметь вид:

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= \dot{Y}_{11} \cdot \dot{U}_1 + \dot{Y}_{12} \cdot \dot{U}_2, \\ \dot{I}_2 &= \dot{Y}_{21} \cdot \dot{U}_1 + \dot{Y}_{22} \cdot \dot{U}_2. \end{aligned}$$

Комплексные коэффициенты, имеющие смысл проводимостей, определяются при коротком замыкании на входе и выходе, причем при $\dot{U}_2 = 0$ $\dot{Y}_{11} = \dot{I}_1 / \dot{U}_1$ и $\dot{Y}_{21} = \dot{I}_2 / \dot{U}_1$.

Первый из коэффициентов является входной проводимостью, а второй - прямой взаимной проводимостью.

Аналогично при $\dot{U}_1 = 0$ $\dot{Y}_{12} = \dot{I}_1 / \dot{U}_2$ и $\dot{Y}_{22} = \dot{I}_2 / \dot{U}_2$.

Первый из коэффициентов имеет смысл обратной взаимной проводимости, а второй - выходной проводимости.

Если известны параметры четырехполюсника, то можно представить последний в виде простой по конфигурации схемы, которая по своим свойствам для переменного тока эквивалентна любой сложной линейной схеме или, например, усилительному элементу. Эта схема называется эквивалентной.

С использованием Y - параметров эквивалентная схема четырехполюсника имеет вид, показанный на рис. 25. В схеме левый генератор тока отражает передачу в направлении с выхода на вход (обратная связь), а правый - передачу в прямом направлении.

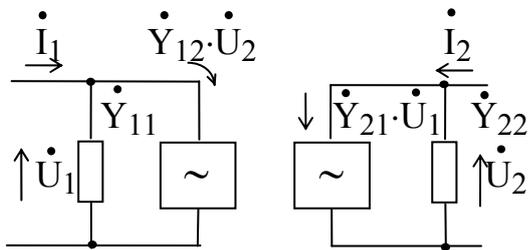


Рис. 25

При выборе в качестве независимых переменных входного тока и выходного напряжения имеем

$$\begin{aligned} \dot{U}_1 &= h_{11} \cdot \dot{I}_1 + h_{12} \cdot \dot{U}_2, \\ \dot{I}_2 &= h_{21} \cdot \dot{I}_1 + h_{22} \cdot \dot{U}_2. \end{aligned}$$

Значения h - параметров находят при коротком замыкании на выходе и холостом ходе на входе. Тогда при $\dot{U}_2 = 0$

$$h_{11} = \dot{U}_1 / \dot{I}_1 \quad \text{и} \quad h_{21} = \dot{I}_2 / \dot{I}_1.$$

Первый из коэффициентов имеет размерность сопротивления и является входным сопротивлением четырехполюсника, а второй - безразмерен и является коэффициентом усиления по току. При $\dot{I}_1 = 0$

$$h_{12} = \dot{U}_1 / \dot{U}_2 \quad \text{и} \quad h_{22} = \dot{I}_2 / \dot{U}_2.$$

Первый коэффициент отражает передачу напряжения с выхода четырехполюсника на вход и носит название коэффициента передачи напряжения в обратном направлении, второй - имеет размерность проводимости и является выходной проводимостью четырехполюсника. Эквивалентная схема, описываемая указанными выше уравнениями, показана на рис. 26.

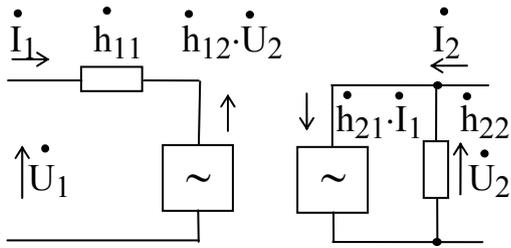


Рис. 26

В схеме левый генератор ЭДС отражает передачу сигнала с выхода на вход, а правый генератор тока - передачу в прямом направлении.

Аналогично можно записать уравнения для четырехполюсника, у которого независимыми переменными являются входной и выходной токи (запись через Z - параметры), входное напряжение и выходной ток (запись через G - параметры).

Предлагаем сделать это самостоятельно и составить соответствующие эквивалентные схемы. Все упомянутые выше коэффициенты четырехполюсников для различных систем параметров связаны между собой и при необходимости могут быть легко пересчитаны.

Рассмотрим основные параметры транзисторов.

3.3.1. Параметры биполярных транзисторов

Большинство параметров биполярных транзисторов приводятся в справочниках. Часть из них может быть получена расчетным путем по соотношениям, известным из теории электронных приборов. В теории и расчетах усилительных устройств сравнительно невысоких частот наибольшее распространение получили следующие параметры:

- статический коэффициент усиления тока при включении с общим эмиттером $\beta = h_{21э} = dI_K / dI_Б$ и общей базой $\alpha = h_{21б} = dI_K / dI_э$;
- объемное сопротивление базы на высоких $r_б'$ и низких $r_б$ частотах, причем $r_б' < r_б$ ($r_б = (1...3) \cdot r_б'$);
- дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода $r_э$;
- критическая частота f_T , при которой статический коэффициент усиления тока $h_{21э} = 1$;
- граничная частота при включении с общим эмиттером $f_{h_{21э}}$ или с общей базой $f_{h_{21б}}$, на которой $h_{21э}$ или $h_{21б}$ падает до 0.707 от своего номинального значения;
- емкость коллектор - база (емкость коллекторного перехода) C_K ;
- дифференциальное сопротивление коллектор - база $R_{Кб}$;
- дифференциальное сопротивление коллектор - эмиттер $R_{Кэ}$.

Взаимная связь между $h_{21э}$ и $h_{21б}$ описывается следующими соотношения-

ми

$$h_{21э} = |h_{21б}| / (1 - |h_{21б}|); \quad |h_{21б}| = h_{21э} / (1 + h_{21э}).$$

В качестве справочной приведем формулу для вычисления абсолютного значения коэффициента усиления тока при включении транзистора с общим коллектором

$$h_{21к} = 1 + h_{21э} = 1 / (1 - |h_{21б}|).$$

Современные транзисторы имеют $h_{21э}$, лежащее в пределах от 10 до 200 и более. Конкретное значение определяется типом транзистора, причем следует иметь в виду, что при малых токах через транзистор наблюдается падение $h_{21э}$.

Величина $r_{б'}$ для маломощных транзисторов лежит в пределах 30...300 Ом и вычисляется через приводимую в справочниках постоянную времени коллекторного перехода τ_k

$$r_{б'} = \tau_k / C_k.$$

Дифференциальное сопротивление эмиттерного перехода обратно пропорционально току эмиттерного перехода и определяется известным из теории электронных приборов выражением

$$r_{э} = \varphi_T / I_{э}.$$

где φ_T - температурный потенциал $\varphi_T = K \cdot T / q$,

$T = 273 + t^{\circ}\text{C}$ - абсолютная температура перехода (в градусах Кельвина),

$K = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град - постоянная Больцмана,

$q = 1.6 \cdot 10^{-19}$ Кл - заряд электрона,

$I_{э}$ - ток эмиттерного перехода.

При температуре 20°C $\varphi_T = 25.3$ мВ.

Эквивалентное сопротивление перехода база - эмиттер

$$r_{б'э} = r_{э} \cdot (1 + h_{21э}).$$

Критическую частоту транзистора можно найти по значению коэффициента усиления $|\beta|_f$ на высокой частоте f . Тогда

$$f_T = |\beta|_f \cdot f.$$

Граничные частоты вычисляют, пользуясь следующими соотношениями:

$$f_{h_{21э}} = f_T / h_{21э}; \quad f_{h_{21б}} = m \cdot (1 + h_{21э}) \cdot f_{h_{21э}},$$

где $m = (1.1...2)$ - коэффициент, зависящий от технологии изготовления транзистора.

Дифференциальное сопротивление коллектор - эмиттер $R_{кэ}$ определяется типом транзистора и изменяется примерно обратно пропорционально току коллектора. Взаимная связь между $R_{кэ}$, $R_{кб}$, $h_{22б}$, $h_{22э}$ описывается следующими выражениями:

$$R_{кэ} = 1 / h_{22э} = 1 / [h_{22б} \cdot (1 + h_{21э})] = R_{кб} / (1 + h_{21э}).$$

Как указывалось выше, расчет той или иной схемы обычно производится после замены транзистора его эквивалентной схемой. Приведенные выше эквивалентные схемы, хотя и универсальны, но не всегда удобны, так как в явном

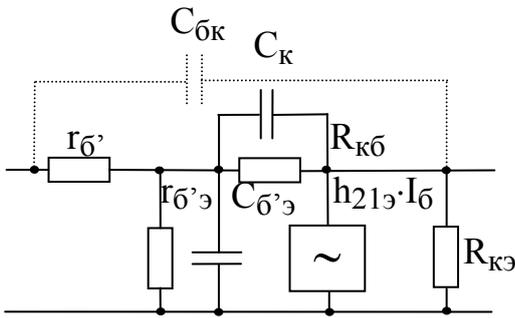


Рис. 27

виде не отражают, например, частотную зависимость параметров транзистора, не всегда помогают понять физику явлений, происходящих в каскаде. Поэтому, наряду с приведенными выше, часто пользуются еще одной эквивалентной схемой замещения биполярного транзистора (схема Джаколетто). Она показана на рис. 27.

Помимо известных параметров в схеме присутствуют:

$C_{бк}$ - паразитная емкость между базовым и коллекторным выводами транзистора (мала и ее учитывают только на самых высоких частотах),

$C_{б'э}$ - динамическая емкость эмиттерного перехода, причем

$$C_{б'э} = 1 / (2 \cdot \pi \cdot f_{h_{21э}} \cdot r_{б'э}) = 1 / (2 \cdot \pi \cdot f_T \cdot r_э).$$

3.3.2. Параметры полевых транзисторов

Свойства полевого транзистора в очень широком диапазоне частот отражает эквивалентная схема, показанная на рис. 28.

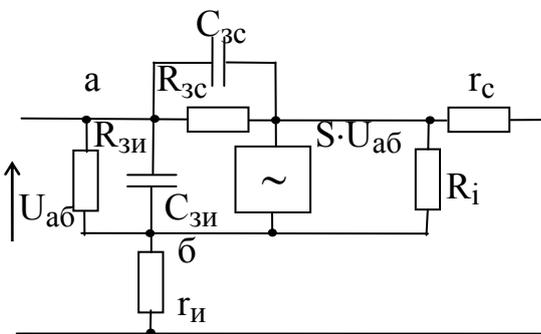


Рис. 28

В схеме $r_и$ и $r_с$ - малые сопротивления истоковой и стоковой областей порядка десятков Ом. В диапазоне частот, где транзистор обеспечивает достаточное усиление, их роль незначительна и ими обычно пренебрегают.

Резисторы $R_{зи}$ и $R_{зс}$ отражают омическую связь между затвором и истоком, а также затвором и стоком. Величина их на не очень высоких частотах велика и в расчетах ими часто пренебрегают. Резистор $R_i = 1 / G_{22} = 1 / G_i$ определяет выходное сопротивление транзистора, обратно пропорциональное его выходной активной проводимости G_i ;

S - крутизна транзистора.

С учетом указанных упрощений эквивалентную схему можно преобразовать к виду, показанному на рис. 29.

Найдем Y - параметры схемы. При коротком замыкании на выходе имеем

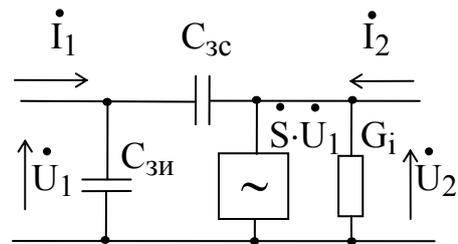


Рис. 29

$$\dot{Y}_{11} = \dot{I}_1 / \dot{U}_1 = j \cdot \omega \cdot (C_{зи} + C_{зс}),$$

$$\dot{Y}_{21} = \dot{I}_2 / \dot{U}_1 = S - j \cdot \omega \cdot C_{зс}.$$

При коротком замыкании на входе

$$\dot{Y}_{12} = \dot{I}_1 / \dot{U}_2 = -j \cdot \omega \cdot C_{зс},$$

$$\dot{Y}_{22} = \dot{I}_2 / \dot{U}_2 = G_i + j \cdot \omega \cdot C_{зс}.$$

Емкость $C_{зс}$ обычно составляет единицы пикофарад, что позволяет даже на сравнительно высоких частотах пренебречь прохождением сигнала со входа на выход. Вследствие этого $\dot{Y}_{21} \approx S$, где S - крутизна. Однако эта же емкость может оказать существенное влияние на входную проводимость транзистора.

В следующем разделе воспользуемся полученными данными для анализа основных типов каскадов.

Вопросы

- 1) Дайте сравнительные характеристики трех схем включения транзистора.
- 2) Каковы основные особенности схем с полевыми транзисторами?
- 3) Как выбирают напряжение смещения? Для чего оно служит?
- 4) Для чего нужно разделять цепи смещения и цепи передачи сигнала?
- 5) Как работает схема эмиттерной термостабилизации?
- 6) Как осуществляется температурная стабилизация режима транзисторов при непосредственной связи между каскадами?
- 7) Опишите принцип работы схем с истоковой стабилизацией.
- 8) В каких случаях применяют схему, показанную на рис. 24а, а в каких - схему, показанную на рис. 24б?
- 9) Нарисовать схемы цепей смещения с истоковой стабилизацией для включения транзистора с общим стоком и общим затвором.
- 10) С какой целью схемы или усилительные приборы представляют в виде четырехполюсников?
- 11) Составьте уравнения четырехполюсника с использованием Y - параметров.
- 12) Составьте уравнения четырехполюсника с использованием h - параметров.
- 13) Нарисуйте эквивалентную схему замещения биполярного транзистора с использованием h - параметров. Поясните ее элементы.
- 14) Нарисуйте эквивалентную схему замещения Джиаколетто.
- 15) Опишите основные параметры биполярного транзистора.
- 16) Нарисуйте схему замещения полевого транзистора.
- 17) Опишите параметры полевого транзистора.

4. КАСКАДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ

4.1. Резисторный каскад на биполярном транзисторе

Резисторный (или, как его часто называют, резистивный) каскад широко используется в усилительной технике. Он обладает существенными достоинствами, такими, как простота, низкая стоимость, большая полоса пропускания, надежность.

Расчет параметров каскада с различными видами усилительных элементов в различных включениях по отношению к входному сигналу и нагрузке предполагает использование схем замещения в виде четырехполюсника.

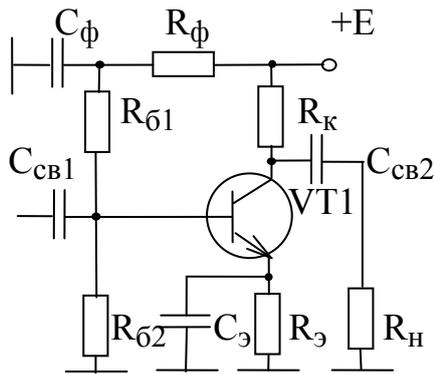


Рис. 30

Познакомимся подробно со свойствами резисторного каскада, где транзистор включен с общим эмиттером. Схема каскада показана на рис. 30. Включение транзистора с общим эмиттером позволяет наиболее полно реализовать его усилительные свойства.

Для анализа параметров каскада его принципиальную схему упрощают, исключая из нее источник питания, сопротивление которого на частотах сигнала близко к нулю, фильтрующие цепи $R_φ$, $C_φ$ и двухполюсник в цепи эмиттера $R_э$, $C_э$, т. к. $C_φ$ и $C_э$ берут такой величины, чтобы их сопротивление для усиливаемых частот было близко к нулю. Влияние этих элементов можно учесть отдельно.

Анализ, проводимый ниже, пригоден и для схемы с непосредственной связью, где исключены резисторы смещения $R_{β1}$, $R_{β2}$, емкость $C_{св1}$. Элементы $R_φ$, $C_φ$ можно отнести к предыдущему каскаду. Сопротивления $R_{β1}$, $R_{β2}$, по переменному току включены параллельно, так как сопротивление переменному току конденсатора $C_φ$ мало, и можно считать, что резистор $R_{β1}$ верхним по схеме концом также подключен к общему проводу. Тогда

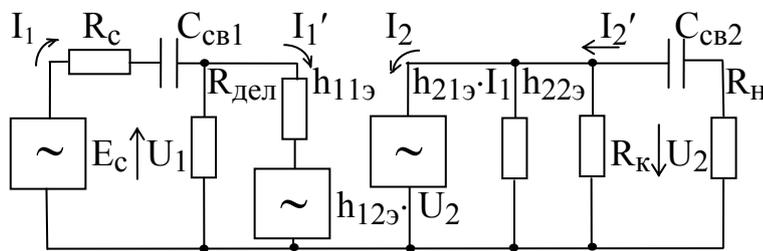


Рис. 31

$$R_{\text{дел}} = R_{\beta 1} \cdot R_{\beta 2} / (R_{\beta 1} + R_{\beta 2}).$$

Учитывая изложенное, и, заменив транзистор эквивалентной схемой, получим схему, приведенную на рис. 31.

Пусть источник сигнала имеет активное сопротивление. Расчет основных параметров каскада, таких, как коэффициент усиления по напряжению K , сквозной коэффициент усиления K_e , входное $R_{вх}$ и выходное $R_{вых}$ сопротивления обычно произ-

водят, считая, что сопротивление источника сигнала равно нулю, а сопротивление нагрузки равно бесконечности.

водят на средних частотах, где влияние реактивных элементов схемы мало и им можно пренебречь. Для каскадов на биполярных транзисторах вычисляют еще и коэффициент усиления по току K_T и мощности K_M . Будем считать, что на средних частотах емкостное сопротивление конденсаторов пренебрежимо мало, а h - параметры выражаются действительными числами. Для современных транзисторов $h_{12э}$ очень мало и влияние на параметры схемы проявляется только на самых высоких частотах. Если к

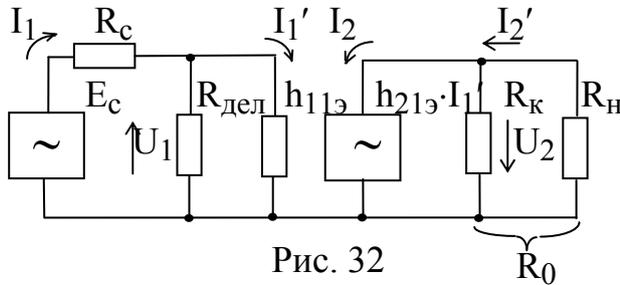


Рис. 32

тому же учесть, что для большинства реальных схем $R_k \ll 1 / h_{22э}$, то эквивалентную схему каскада можно упростить (рис. 32).

Найдем коэффициент усиления резисторного каскада по напряжению

$$K_0 = U_2 / U_1 = I_2 \cdot R_0 / (I_1' \cdot h_{11э}) = h_{21э} \cdot$$

$$I_1' \cdot R_0 / (I_1' \cdot h_{11э}) = S \cdot R_0.$$

В этом выражении $S = h_{21э} / h_{11э} = Y_{21э}$ - крутизна транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером.

Как видно из рис. 32, входное сопротивление каскада $R_{вх}$ равно параллельному соединению сопротивлений $R_{дел}$ и входного сопротивления транзистора $h_{11э}$, т.е.

$$R_{вх} = R_{дел} \cdot h_{11э} / (R_{дел} + h_{11э}).$$

Выходное сопротивление каскада $R_{вых} = R_k$.

Сквозной коэффициент усиления K_e можно найти, рассматривая входную цепь как делитель напряжения, к которому подводится ЭДС источника сигнала E_c , а снимается входное напряжение U_1 . Как было ранее показано, сквозной коэффициент усиления

$$K_e = K \cdot \alpha,$$

где $\alpha = R_{вх} / (R_{вх} + R_c)$ - коэффициент передачи входной цепи.

Для вычисления коэффициента усиления по току разобьем схему на несколько участков. Известно, что коэффициент усиления сложной схемы, состоящей из нескольких звеньев, равен произведению их коэффициентов усиления. На схеме можно выделить три таких участка. Это - делители тока, состоя-

щие из $R_{дел}$, $h_{11э}$ и R_k , R_h , а также сам транзистор с коэффициентом усиления $h_{21э}$.

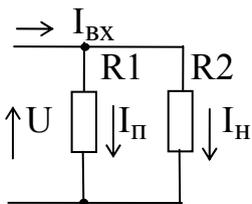


Рис. 33

Действительно, на входе и выходе любой схемы есть внешние элементы, через которые протекают части входных или выходных токов, не участвующие в создании полезного результата. Коэффициент потерь тока в любой цепи, содержащей два сопротивления (рис. 33), через одно из которых

(R2) протекает полезный ток I_H , а через другое (R1) - ток потерь I_{Π} можно найти, если выразить эти токи через общее напряжение и соответствующие сопротивления:

$$I_{ВХ} = I_{\Pi} + I_H; \quad I_{\Pi} = U / R1; \quad I_H = U / R2.$$

Отсюда коэффициент потерь

$$K_{\Pi} = I_H / I_{ВХ} = R1 / (R1 + R2).$$

В схеме каскада функции R1 выполняют сопротивления $R_{дел}$ и R_K . Через сопротивления $h_{11э}$ и R_H протекают полезные токи. Поэтому, переходя теперь к схеме каскада, и, распространяя полученные результаты на ее элементы, получим

$$K_T = [R_{дел} / (R_{дел} + h_{11э})] \cdot h_{21э} \cdot [R_K / (R_K + R_H)].$$

Анализ данного выражения показывает, что усиление каскада по току определяется не только усилением самого транзистора, но и потерями, вызванными ответвлением части входного тока в сопротивления делителя смещения (что учитывается первой дробью) и ответвлением части выходного тока в коллекторное сопротивление (учитывается второй дробью).

Так как расчет параметров каскада на средних частотах осуществлялся с использованием четырехполосника в качестве активного элемента, то аналогичный анализ может быть проведен и для схемы с общей базой и схемы с общим коллектором, если воспользоваться h -параметрами для соответствующего включения и учесть отличия в конфигурации внешних цепей.

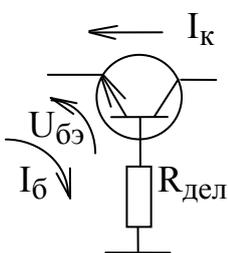


Рис. 34

Зная h -параметры биполярного транзистора во включении с общим эмиттером, нетрудно пересчитать их в параметры для включения с общей базой и общим коллектором и наоборот. Для этого рассмотрим действующие токи и напряжения у транзистора, включенного в схеме с общей базой (рис. 34).

Сравним токи в выходной и входной цепях и затем разделим числитель и знаменатель на $I_б$. Тогда

$$h_{21б} = I_к / (I_к + I_б) = h_{21э} / (h_{21э} + 1).$$

Входное сопротивление транзистора найдем как отношение действующих в схеме входных напряжений и токов, а затем разделим числитель и знаменатель на $I_б$

$$h_{11б} = (I_б \cdot R_{дел} + U_{бэ}) / (I_к + I_б) = (R_{дел} + h_{11э}) / (h_{21э} + 1).$$

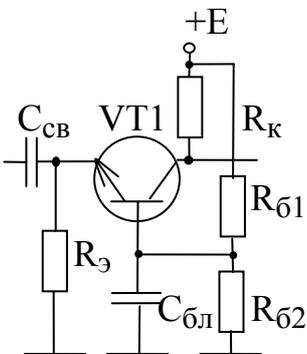


Рис. 35

Теперь подставим полученные значения в ранее найденные формулы для основных параметров каскада (рис. 35) на средних частотах

$$K_б = S_б \cdot R_0 = (h_{21б} / h_{11б}) \cdot R_0 = h_{21э} \cdot R_0 / (R_{дел} + h_{11э}),$$

$$K_{Tб} = [R_э / (R_э + h_{11б})] \cdot h_{21б} \cdot [R_к / (R_к + R_H)],$$

$$R_{ВХб} = R_э \cdot h_{11б} / (R_э + h_{11б}).$$

В схеме с общей базой внутреннее сопротивление транзистора еще больше, чем в схеме с общим эмиттером. Поэтому и здесь выходное сопротивление схемы определяется только внешним сопротивлением на выходе схемы, т.е.

$$R_{\text{выхб}} = R_{\text{к}}.$$

Для включения с общим коллектором (рис. 36) аналогичный расчет дает следующие результаты

$$h_{21\text{к}} = (I_{\text{к}} + I_{\text{б}}) / I_{\text{б}} = h_{21\text{э}} + 1;$$

$$h_{11\text{к}} = [(I_{\text{к}} + I_{\text{б}}) \cdot R_0 + U_{\text{бэ}}] / I_{\text{б}} = (h_{21\text{э}} + 1) \cdot R_0 + h_{11\text{э}}.$$

Из полученных соотношений для определения входного сопротивления схемы замещения четырехполюсника в различных включениях транзистора следуют важные практические выводы, которыми будем пользоваться в дальнейшем:

- входное сопротивление самого транзистора $h_{11\text{э}}$ всегда приписывают к базовой цепи;
- для пересчета сопротивлений из эмиттерной цепи в базовую их общую величину надо умножить на $(1 + h_{21\text{э}})$;
- для пересчета сопротивлений из базовой цепи в эмиттерную их общую величину надо разделить на $(1 + h_{21\text{э}})$.

Электрическая схема каскада с общим коллектором показана на рис. 37.

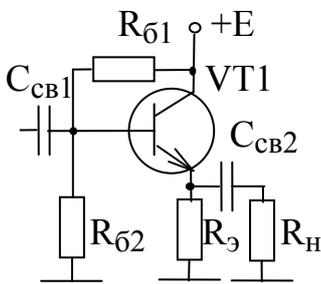


Рис. 37

В данной схеме сопротивление, нагружающее каскад по переменному току, будет равно

$$R_0 = R_{\text{н}} \cdot R_{\text{э}} / (R_{\text{н}} + R_{\text{э}}).$$

Подставив полученные значения h - параметров в выведенные ранее формулы, можно найти качественные показатели каскада на средних частотах.

$$K_{\text{к}} = S_{\text{к}} \cdot R_0 = (h_{21\text{к}} / h_{11\text{к}}) \cdot R_0 = 1 / \{1 + h_{11\text{э}} / [(h_{21\text{э}} + 1) \cdot R_0]\},$$

$$K_{\text{т}} = [R_{\text{дел}} / (R_{\text{дел}} + h_{11\text{к}})] \cdot (1 + h_{21\text{к}}) \cdot [R_{\text{э}} / (R_{\text{э}} + R_{\text{н}})],$$

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{дел}} \cdot h_{11\text{к}} / (R_{\text{дел}} + h_{11\text{к}}).$$

Остается найти выходное сопротивление каскада. Мы уже знаем, что внутреннее сопротивление транзистора в этом включении мало и им пренебрегать нельзя. Вспомним, что сопротивление транзистора со стороны эмиттера нами было уже найдено при расчете каскада с общей базой. Воспользуемся полученными результатами с учетом сопротивлений $R_{\text{дел}}$ и $R_{\text{с}}$ в базовой цепи

$$h_{11\text{б}} = [h_{11\text{э}} + R_{\text{дел}} \cdot R_{\text{с}} / (R_{\text{дел}} + R_{\text{с}})] / (1 + h_{21\text{э}}).$$

Тогда выходное сопротивление каскада

$$R_{\text{выхк}} = R_{\text{э}} \cdot h_{11\text{б}} / (R_{\text{э}} + h_{11\text{б}}).$$

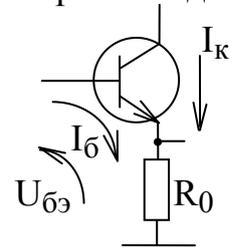


Рис. 36

Частотные и фазовые характеристики резисторного каскада с транзистором, включенным по схеме с общим эмиттером могут быть получены в результате анализа полной эквивалентной схемы на разных частотах (рис. 38) с учетом высказанных ранее замечаний о возможности исключения элементов R_{ϕ} , C_{ϕ} , из рассмотрения, пересчета R_{Σ} ,

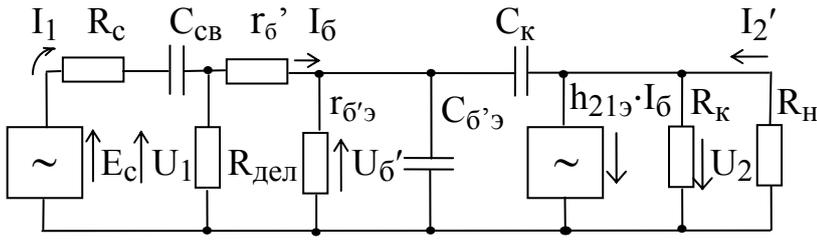


Рис. 38

анализа полной эквивалентной схемы на разных частотах (рис. 38) с учетом высказанных ранее замечаний о возможности исключения элементов R_{ϕ} , C_{ϕ} , из рассмотрения, пересчета R_{Σ} ,

C_{Σ} в базовую цепь и учета влияния $C_{св2}$ отдельно. Для простоты изменим обозначение $C_{св1}$ на $C_{св}$.

Наличие емкости коллекторного перехода у транзистора приводит к тому, что часть выходного тока, протекающего через C_{κ} , попадет на вход транзистора, из-за чего в каскаде действует внутренняя отрицательная обратная связь.

Преобразуем схему к эквивалентной ей, учитывающей влияние обратной связи. Для этого найдем ток, протекающий через C_{κ}

$$I_{\text{СК}} = j \cdot \omega \cdot C_{\kappa} \cdot (U_{\text{б}'} + U_2),$$

где ω - круговая частота усиливаемого сигнала. Обратим внимание на то, что $I_{\text{СК}}$ зависит как от $U_{\text{б}'}$, так и от U_2 , поскольку C_{κ} соединяет входную и выходную цепи. Но U_2 создается за счет прохождения тока $h_{21\text{э}} \cdot I_{\text{б}}$ через общее сопротивление нагрузки R_0 , т.е.

$$U_2 = h_{21\text{э}} \cdot I_{\text{б}} \cdot R_0.$$

В свою очередь $I_{\text{б}} = U_1 / h_{11\text{э}}$, причем $h_{11\text{э}} = r_{\text{б}'} + r_{\text{б}'\text{э}}$. Тогда

$$U_1 = U_{\text{б}'} \cdot h_{11\text{э}} / r_{\text{б}'\text{э}} \text{ и } U_2 = U_{\text{б}'} \cdot h_{21\text{э}} \cdot R_0 / r_{\text{б}'\text{э}} = U_{\text{б}'} \cdot h_{11\text{э}} \cdot K_0 / r_{\text{б}'\text{э}},$$

где $K_0 = h_{21\text{э}} \cdot R_0 / h_{11\text{э}} = S \cdot R_0$ - найденный выше коэффициент усиления каскада по напряжению в области средних частот при номинальной нагрузке.

Таким образом, ток протекающий через C_{κ} , можно представить как

$$I_{\text{СК}} = j \cdot \omega \cdot C_{\kappa} \cdot U_{\text{б}'} \cdot (1 + h_{11\text{э}} \cdot K_0 / r_{\text{б}'\text{э}}).$$

В этом выражении $I_{\text{СК}}$ уже не зависит от U_2 , что свидетельствует о пересчете емкости C_{κ} во входную цепь. И тогда ее эквивалентная величина будет равна

$$C_{\text{ЭКВ}} = C_{\kappa} \cdot (1 + h_{11\text{э}} \cdot K_0 / r_{\text{б}'\text{э}}).$$

Учитывая наличие емкости $C_{\text{б}'\text{э}}$ во входной цепи, найдем общую эквивалентную емкость, действующую на входе транзистора

$$C_0 = C_{\text{б}'\text{э}} + C_{\text{ЭКВ}} = C_{\text{б}'\text{э}} + C_{\kappa} \cdot (1 + h_{11\text{э}} \cdot K_0 / r_{\text{б}'\text{э}}).$$

Теперь можно составить новую эквивалентную схему, в которой все частотно-зависимые элементы каскада пересчитаны во входную цепь. Она показана на рис. 39.

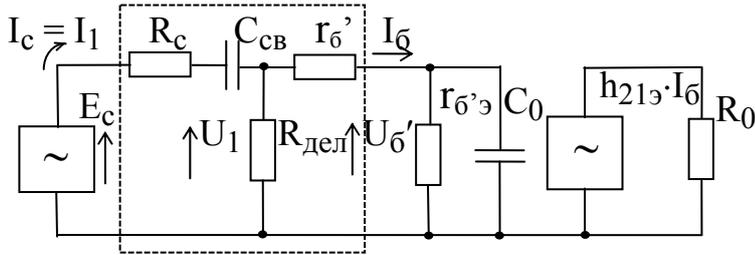


Рис. 39

В этой схеме отсутствуют частотно-зависимые элементы в выходной цепи каскада. Так как частотные искажения присущи только реактивным элементам, то поэтому для расчета частотных и фазовых характеристик достаточно будет

рассмотреть только входную цепь. Выделим в схеме четырехполюсник (показан пунктиром). Входные и выходные параметры четырехполюсника связаны системой уравнений

$$E_c = Z_{11} \cdot I_1 + Z_{12} \cdot I_6,$$

$$U_6' = Z_{21} \cdot I_1 + Z_{22} \cdot I_6.$$

В качестве исходных выбраны Z -параметры, так как они применимы к условиям работы входной цепи и, самое главное, позволяют упростить вычисления, поскольку Z -параметры определяются в режиме холостого хода. Параллельное соединение $r_{б'э}$ и C_0 обозначим $Z_{б'э}$, причем

$$Z_{б'э} = r_{б'э} / (1 + j \cdot \omega \cdot C_0 \cdot r_{б'э}).$$

Выразим U_6' через I_6

$$U_6' = -I_6 \cdot Z_{б'э}.$$

Из второго уравнения системы уравнений четырехполюсника с учетом последнего соотношения, имеем

$$I_1 = -I_6 \cdot (Z_{б'э} + Z_{22}) / Z_{21}.$$

Подставим это выражение в первое уравнение, тогда

$$I_6 / E_c = Z_{21} / [Z_{21} \cdot Z_{12} - Z_{11} \cdot (Z_{б'э} + Z_{22})].$$

Сквозной коэффициент усиления схемы

$$K_e = U_6' / E_c = -I_6 \cdot Z_{б'э} / E_c = Z_{21} \cdot Z_{б'э} / [Z_{21} \cdot Z_{12} - Z_{11} \cdot (Z_{б'э} + Z_{22})].$$

Найдем Z -параметры четырехполюсника Z_{11} , Z_{22} , Z_{21} , Z_{12} , представляющие собой соответственно входное, выходное сопротивления и сопротивления передачи четырехполюсника в прямом и обратном направлениях, измеряемые в режиме холостого хода.

$$Z_{11} = R_c + R_{дел} + 1 / (j \cdot \omega \cdot C_{св}),$$

$$Z_{22} = r_{б'} + R_{дел},$$

$$Z_{12} = Z_{21} = R_{дел}.$$

Изменение усиления с частотой оценивают при помощи нормированной амплитудно-частотной характеристики, представляющей собой отношение коэффициента усиления данной схемы по ЭДС на интересующих нас частотах к номинальному коэффициенту усиления, определяемому при отсутствии в схеме емкости C_0 и бесконечно большой емкости связи $C_{св}$

$$K_{e \text{ норм}} = K_e / K_{e0}.$$

Для нахождения K_{e0} считаем $C_0 = 0$, а $C_{св} = \infty$, тогда

$$Z_{110} = R_{11} = R_c + R_{\text{дел}},$$

$$Z_{220} = R_{22} = r_{\delta'} + R_{\text{дел}},$$

$$Z_{120} = Z_{210} = R_{12} = R_{21} = R_{\text{дел}},$$

$$Z_{\delta' \delta 0} = r_{\delta' \delta}.$$

Отсюда

При вычислении коэффициента усиления $K_{e \text{ норм}}$ пренебрегаем $K_{e0} =$ слагаемыми, содержащими сомножитель $C_0 / C_{св}$, так как в практиче-

$$\frac{R_{\text{дел}} \cdot r_{\delta' \delta}}{(R_c + R_{\text{дел}}) \cdot (r_{\delta'} + R_{\text{дел}} + r_{\delta' \delta}) - R_{\text{дел}}^2} = \frac{R_{\text{дел}} \cdot r_{\delta' \delta}}{(R_c + R_{\text{дел}}) \cdot (r_{\delta'} + r_{\delta' \delta}) + R_c \cdot R_{\text{дел}}}$$

ских случаях он очень мал ($C_{св}$ велико, а C_0 мало). Подставим значения Z -параметров в формулу для $K_{e \text{ норм}}$ и введем обозначения

$$\tau_H = C_{св} \cdot R_{\text{экв.н}}, \quad \tau_B = C_0 \cdot R_{\text{экв.в}},$$

где эквивалентные сопротивления на низких и верхних частотах находим как включенные последовательно с конденсатором связи $C_{св}$ и включенные параллельно с общей эквивалентной емкостью входной цепи C_0

$$R_{\text{экв.н}} = R_c + (r_{\delta'} + r_{\delta' \delta}) \cdot R_{\text{дел}} / (r_{\delta'} + r_{\delta' \delta} + R_{\text{дел}}),$$

$$R_{\text{экв.в}} = r_{\delta' \delta} \cdot [r_{\delta'} + R_c \cdot R_{\text{дел}} / (R_c + R_{\text{дел}})] / [r_{\delta' \delta} + r_{\delta'} + R_c \cdot R_{\text{дел}} / (R_c + R_{\text{дел}})].$$

В результате получим (проверьте самостоятельно правильность вычислений):

$$K_{e \text{ норм}} = 1 / [1 + j \cdot (\omega \cdot \tau_B - 1 / (\omega \cdot \tau_H))].$$

Обозначим через ω_0 частоту, на которой мнимая часть $K_{e \text{ норм}}$ обращается в нуль, и назовем ее квазирезонансной. При этом $K_{e \text{ норм}} = 1$ и

$$\omega_0 \cdot \tau_B = 1 / (\omega_0 \cdot \tau_H).$$

Отсюда

$$\omega_0 = 1 / \sqrt{\tau_B \cdot \tau_H}.$$

Форму амплитудно-частотной и фазо-частотной характеристик резисторного каскада удобно оценить, рассматривая отдельно области низких, средних и высоких частот. На низких частотах $\omega \cdot \tau_B \ll 1 / (\omega \cdot \tau_H)$ и выражение для $K_{e \text{ норм}}$ может быть упрощено

$$K_{e \text{ норм нч}} = 1 / [1 - j / (\omega \cdot \tau_H)].$$

Выражение для амплитудно-частотной характеристики каскада в области низких частот найдем как

$$K_{e \text{ норм нч}} = | K_{e \text{ норм нч}} | = 1 / \sqrt{1 + 1 / (\omega \cdot \tau_H)^2},$$

а фазо-частотной

$$\varphi_{\text{нч}} = \arctg(1 / (\omega \cdot \tau_H)).$$

На высоких частотах справедливо неравенство $\omega \cdot \tau_B \gg 1 / (\omega \cdot \tau_H)$, тогда

$$K_{e \text{ норм вч}} = 1 / [1 + (j \cdot \omega \cdot \tau_B)].$$

Отсюда

$$K_{e \text{ норм вч}} = |K_{e \text{ норм вч}}| = 1 / \sqrt{1 + (\omega \cdot \tau_B)^2};$$

$$\varphi_{\text{вч}} = \text{arc tg}(-\omega \cdot \tau_B).$$

Амплитудно-частотная и фазо-частотная характеристики резисторного каскада показаны на рис. 40.

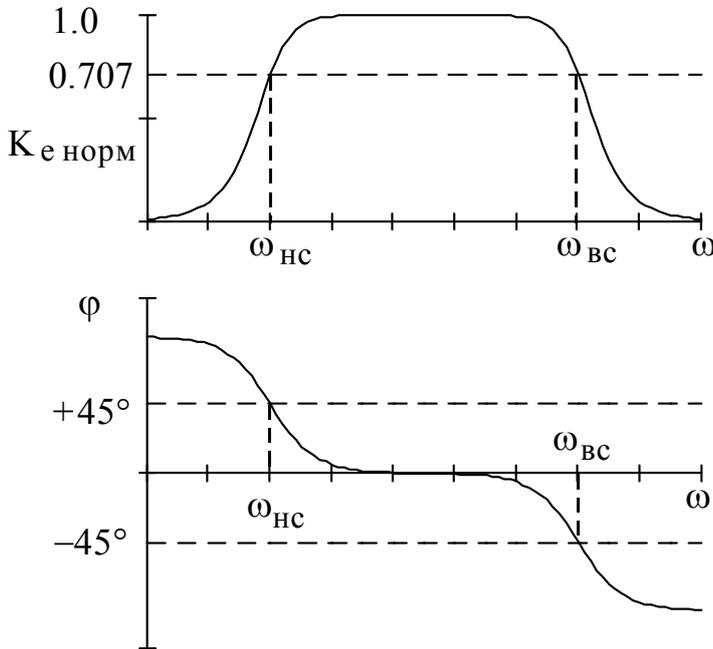


Рис. 40

Коэффициенты амплитудно-частотных искажений представляют собой обратные величины нормированных сквозных коэффициентов усиления, т.е.

$$M_H = 1/K_{e \text{ норм нч}} = \sqrt{1 + 1/(\omega \cdot \tau_H)^2},$$

$$M_B = 1/K_{e \text{ норм вч}} = \sqrt{1 + (\omega \cdot \tau_B)^2}.$$

Частоты, при которых коэффициенты амплитудно-частотных искажений достигают значения $\sqrt{2}$, называют частотами низкочастотного и высокочастотного срезов

$$\omega_{\text{НС}} = 1 / \tau_H, \quad \omega_{\text{ВС}} = 1 / \tau_B.$$

На этих частотах фазовый сдвиг в каскаде составляет $+45^\circ$ и -45° соответственно. При $\omega \rightarrow 0$ фазовый сдвиг в каскаде $+90^\circ$, а при $\omega \rightarrow \infty$ фазовый сдвиг -90° .

Аналогично можно найти частотные и фазовые характеристики каскадов, где транзисторы включены по схеме с общим коллектором и общей базой.

Принцип исследования поведения схем на разных частотах сохраняется для полевых транзисторов и электронных ламп с использованием соответствующих схем замещения активных элементов.

Например, распространим полученные результаты на схему с общим истоком (см. рис. 24а). Входной проводимостью полевого транзистора $Y_{11} = 1 / h_{11}$ на средних частотах обычно пренебрегают, а выходные проводимости биполярного транзистора h_{22} и полевого транзистора Y_{22} учитывают лишь во включении с общим коллектором (стоком).

Так как при расчетах среднечастотных параметров резисторного каскада мы пользовались замещением транзистора четырехполюсником, то при замене параметров биполярного транзистора на параметры полевого, получим

$$K = S \cdot R_0, \quad R_{\text{вх}} = R_3, \quad R_{\text{вых}} = R_{\text{ст}}.$$

Частотные и фазовые характеристики каскада рассчитываем аналогично, где эквивалентные сопротивления на низких и высоких частотах будут следующими

$$R_{\text{эКВ.Н}} = R_C + R_3,$$

$$R_{\text{ЭКВ.В}} = R_c \cdot R_3 / (R_c + R_3).$$

Эквивалентная емкость, нагружающая каскад

$$C_{\text{ЭКВ}} = C_{\text{зи}} + C_{\text{зс}} \cdot (1 + K_0).$$

4. 2. Трансформаторный каскад

Схема трансформаторного каскада показана на рис. 41.

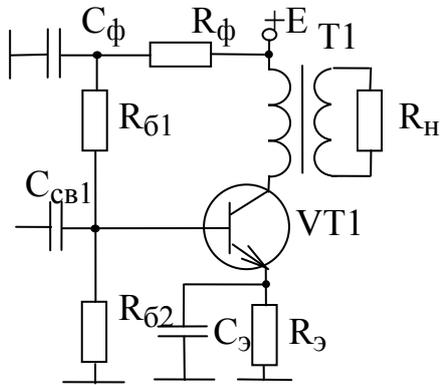


Рис. 41

Свойства трансформаторного каскада удобно исследовать, рассматривая его как последовательное соединение резисторного каскада и трансформаторной выходной цепи. Нагрузочным сопротивлением резисторного каскада будет являться входное сопротивление трансформаторной цепи; внутреннее сопротивление источника сигналов для трансформаторной цепи будет равно выходному сопротивлению резисторного каскада.

Параметры резисторного каскада нами уже изучены, поэтому далее будет достаточно исследовать свойства трансформаторной цепи.

Анализ электрических параметров трансформаторной цепи основан на известной ее эквивалентной схеме (рис. 42).

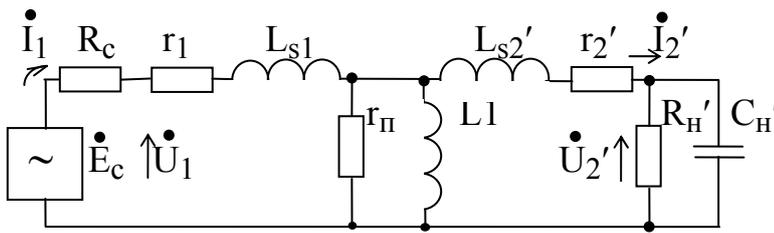


Рис. 42

На схеме штрихами отмечены элементы и параметры, пересчитываемые из вторичной цепи в первичную.

Здесь обозначены:

L_1 - индуктивность первичной обмотки трансформатора,

r_1, r_2' - активные сопротивления первичной и приведенной вторичной обмоток трансформатора,

L_{s1}, L_{s2}' - индуктивности рассеяния первичной и приведенной вторичной обмоток трансформатора,

$r_{\text{п}}$ - сопротивление потерь в магнитопроводе трансформатора.

Обозначим через n отношение числа витков вторичной и первичной обмоток трансформатора - коэффициент трансформации

$$n = W_2 / W_1.$$

Величины, относящиеся ко вторичной обмотке, приводятся к первичной с помощью известных формул приведения

$$L_{s2}' = L_{s2}' / n^2; \quad r_2' = r_2 / n^2; \quad R_{\text{н}}' = R_{\text{н}} / n^2; \quad C_{\text{н}}' = C_{\text{н}} \cdot n^2;$$

$$U_2' = U_2 / n; \quad I_2' = I_2 \cdot n.$$

Для ферромагнитных замкнутых магнитопроводов, применяемых в усилительной технике, справедливо соотношение

$$L_{s1} = L_{s2}' \ll L1.$$

Качество современных магнитных материалов позволяет пренебрегать потерями в магнитопроводе. Поэтому из схемы можно исключить $r_{\text{п}}$.

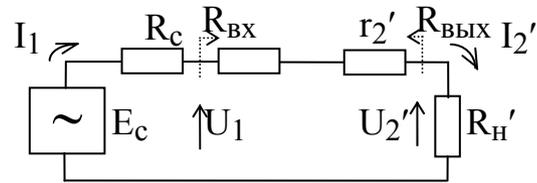
На не очень высоких частотах, при которых работают усилительные устройства, поверхностным эффектом в проводниках можно пренебречь и считать активные сопротивления обмоток r_1 и r_2' частотно-независимыми.

Найдем основные параметры трансформаторной цепи на средних частотах. На них действие реактивных элементов мало и ими можно пренебречь. Тогда эквивалентная схема примет вид, показанный на рис. 43.

Основываясь на этой схеме, и, учитывая формулы приведения, можно записать выражения для вычисления основных параметров трансформаторной цепи.

Входное сопротивление

$$R_{\text{ВХ}} = r_1 + r_2' + R_{\text{Н}}' = r_1 + (r_2 + R_{\text{Н}}) / n^2.$$



Выходное сопротивление

$$R_{\text{ВЫХ}} = R_{\text{ВЫХ}}' \cdot n^2 = (R_c + r_1 + r_2') \cdot n^2 = (R_c + r_1) \cdot n^2 + r_2.$$

Коэффициент полезного действия цепи

(КПД)

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{(I_2')^2 \cdot R_{\text{Н}}'}{I_1^2 \cdot R_{\text{ВХ}}} = \frac{R_{\text{Н}}'}{R_{\text{ВХ}}} = \frac{R_{\text{Н}}'}{r_1 + r_2' + R_{\text{Н}}'} = \frac{R_{\text{Н}}}{r_1 \cdot n^2 + r_2 + R_{\text{Н}}}$$

где P_1 - мощность, отдаваемая источником сигнала в трансформатор, а

P_2 - мощность, выделяемая в нагрузке.

Коэффициент передачи цепи по напряжению

$$K = U_2 / U_1 = U_2' \cdot n / U_1 = I_2' \cdot R_{\text{Н}}' \cdot n / (I_1 \cdot R_{\text{ВХ}}) = \eta \cdot n.$$

Сквозной коэффициент передачи

$$K_{e0} = \frac{U_2}{E_c} = \frac{K \cdot R_{\text{ВХ}}}{R_{\text{ВХ}} + R_c} = \frac{n \cdot R_{\text{Н}}}{(R_c + r_1) \cdot n^2 + r_2 + R_{\text{Н}}}.$$

Коэффициент передачи по току

$$K_T = I_2 / I_1 = I_2' / (I_1 \cdot n) = 1 / n.$$

Найдем условие, при котором удастся реализовать максимум K_e . Для этого продифференцируем выражение для K_e по n и приравняем производную нулю

$$\frac{dK_e}{dn} = \frac{R_{\text{Н}} \cdot [r_2 + R_{\text{Н}} - (r_1 + R_c) \cdot n^2]}{[(R_c + r_1) \cdot n^2 + r_2 + R_{\text{Н}}]^2} = 0.$$

Отсюда

$$r_2 + R_{\text{Н}} = (r_1 + R_c) \cdot n^2,$$

что соответствует условию согласования цепей первичной и вторичной обмоток трансформатора. Из этого соотношения можно найти оптимальное значение коэффициента трансформации

$$n_{\text{опт}} = \sqrt{\frac{R_{\text{H}} + r_2}{R_{\text{C}} + r_1}}.$$

С целью выравнивания потерь в первичной и вторичной обмотках при конструировании трансформаторов стремятся выполнить условие

$$r_1 \cdot n^2 = r_2.$$

При этом масса обмоток будет минимальной.

На частотах $\omega_{\text{B}} < R_{\text{H}} \cdot C_{\text{H}} / (3 \dots 10)$ можно пренебречь емкостью нагрузки. Тогда эквивалентная схема трансформаторной цепи может быть представлена в виде, показанном на рис. 44.

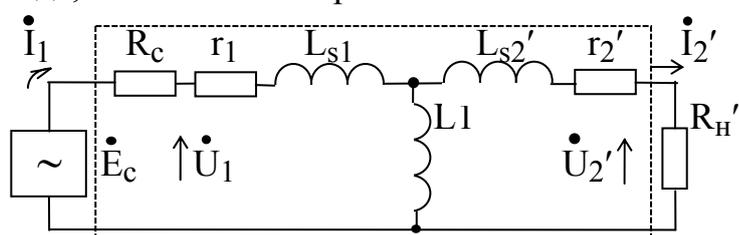


Рис. 44

Исследуем ее поведение на разных частотах. Для этого составим уравнения четырехполюсника, выделенного пунктиром, руководствуясь методикой, изложенной при анализе резисторного каскада.

Решив уравнения относительно K_e , можно записать

$$K_e = U_2' / E_c = Z_{21} \cdot R_{\text{H}}' / (Z_{11} \cdot Z_{22} - Z_{12} \cdot Z_{21}).$$

Зависимость коэффициентов уравнений контурных токов от величин элементов схемы при холостом ходе на зажимах четырехполюсника найдем из приведенной схемы

$$Z_{11} = R_{\text{C}} + r_1 + j \cdot \omega \cdot (0.5 \cdot L_{\text{S}} + L1),$$

$$Z_{22} = r_2' + j \cdot \omega \cdot (0.5 \cdot L_{\text{S}} + L1),$$

$$Z_{12} = Z_{21} = j \cdot \omega \cdot L1.$$

где $L_{\text{S}1} = L_{\text{S}2} = 0.5 \cdot L_{\text{S}}$.

После подстановки этих значений в формулу для K_e получим

$$K_e = K_{e0} / [1 + j \cdot (\omega \cdot \tau_{\text{B}} - 1 / (\omega \cdot \tau_{\text{H}}))],$$

где постоянные времени цепи на верхних и нижних частотах определяются известными соотношениями

$$\tau_{\text{B}} = L_{\text{S}} / R_{\text{ЭКВ В}}; \quad \tau_{\text{H}} = L1 / R_{\text{ЭКВ Н}}.$$

Эквивалентные сопротивления на низких и высоких частотах находим как включенные последовательно с общей индуктивностью рассеяния L_{S} и включенные параллельно с индуктивностью первичной обмотки $L1$

$$R_{\text{ЭКВ В}} = R_{\text{C}} + r_1 + r_2' + R_{\text{H}}',$$

$$R_{\text{ЭКВ Н}} = (R_{\text{C}} + r_1) \cdot (r_2' + R_{\text{H}}') / (R_{\text{C}} + r_1 + r_2' + R_{\text{H}}').$$

Анализ полученных результатов показывает, что на не очень высоких частотах частотные и фазовые характеристики трансформаторной цепи аналогичны характеристикам резисторного каскада.

Задаваясь допустимыми величинами амплитудно-частотных искажений на нижних и верхних частотах рабочего диапазона, можно определить минимально допустимую индуктивность первичной обмотки трансформатора и его максимальную индуктивность рассеяния

$$L_1 \geq R_{\text{ЭКВ Н}} / (\omega_{\text{Н}} \cdot \sqrt{M_{\text{Н}}^2 - 1}),$$

$$L_s \leq R_{\text{ЭКВ В}} \cdot \sqrt{M_{\text{В}}^2 - 1} / \omega_{\text{В}}.$$

На высоких частотах, где $\omega_{\text{В}} > R_{\text{Н}} \cdot C_{\text{Н}} / (3 \dots 10)$, емкость нагрузки начинает оказывать влияние на частотные и фазовые характеристики трансформаторной цепи и ее нужно учитывать. При этом сопротивление переменному току

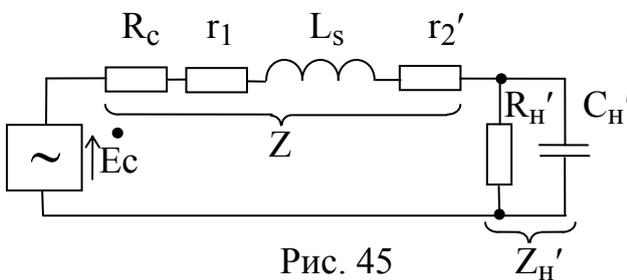


Рис. 45

индуктивности L_1 оказывается настолько большим, что ток, протекающий через нее, становится пренебрежимо мал. Поэтому L_1 можно исключить из эквивалентной схемы и представить ее в виде, показанном на рис. 45.

Обозначим через $Z_{\text{Н}}'$ сопротивление параллельно соединенных $R_{\text{Н}}'$ и $C_{\text{Н}}'$, а через Z сумму последовательно включенных сопротивлений

$$Z_{\text{Н}}' = R_{\text{Н}}' / (1 + j \cdot \omega_{\text{В}} \cdot C_{\text{Н}}' \cdot R_{\text{Н}}');$$

$$Z = R_{\text{с}} + r_1 + r_2' + j \cdot \omega_{\text{В}} \cdot L_s.$$

Найдем коэффициент передачи трансформаторной цепи по ЭДС как коэффициент передачи делителя напряжений, состоящего из сопротивлений Z и $Z_{\text{Н}}'$.

$$K_{\text{е вч}} = \frac{U_2'}{E_{\text{с}}} = \frac{Z_{\text{Н}}'}{Z_{\text{Н}}' + Z} = \frac{1}{1 + (R_{\text{с}} + r_1 + r_2' + j \cdot \omega_{\text{В}} \cdot L_s) (1 / R_{\text{Н}}' + j \cdot \omega_{\text{В}} \cdot C_{\text{Н}}')}$$

Введем обозначения:

$$\theta = \omega \cdot \sqrt{L_s \cdot C_{\text{Н}}'} \cdot K_{\text{е0}} - \text{обобщенная частота,}$$

$d = \sqrt{K_{\text{е0}} \cdot (R_{\text{с}} + r_1 + r_2')} \cdot \sqrt{C_{\text{Н}}' / L_s} + \sqrt{L_s / C_{\text{Н}}'} / R_{\text{Н}}'$ - затухание последовательного контура, образованного индуктивностью L_s и емкостью $C_{\text{Н}}'$.

$$\text{Тогда } K_{\text{е норм вч}} = K_{\text{е вч}} / K_{\text{е0}} = 1 / [(1 - \theta^2) - j \cdot \theta \cdot d].$$

Частотные и фазовые характеристики будут описываться выражениями

$$K_{\text{е норм вч}} = 1 / \sqrt{(1 - \theta^2)^2 + (\theta \cdot d)^2}$$

$$\varphi_{\text{вч}} = \text{arc tg}[-\theta \cdot d / (\theta^2 - 1)]$$

Коэффициент амплитудно-частотных искажений

$$M_{\text{В}} = 1 / |K_{\text{е норм вч}}| = \sqrt{(1 - \theta^2)^2 + (\theta \cdot d)^2}.$$

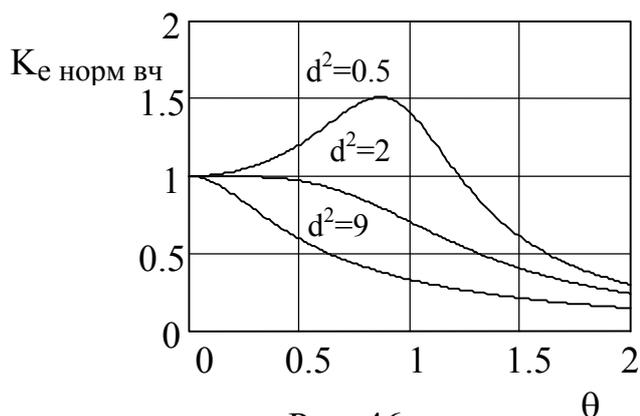


Рис. 46

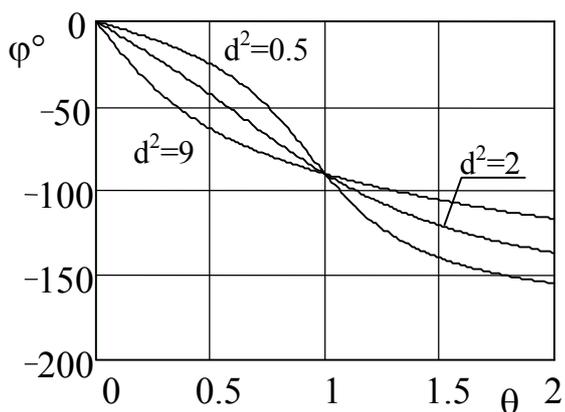


Рис. 47

Из формулы видно, что при малых d коэффициент M_B может стать меньше единицы, что говорит о подъеме амплитудно-частотной характеристики. Обобщенная частота, при которой $K_{e \text{ норм вч}}$ будет максимален, может быть найдена дифференцированием подкоренного выражения по θ . Отсюда

$$\theta_{\text{макс}} = \sqrt{1 - (d^2 / 2)},$$

т.е. частота, при которой наблюдается подъем амплитудно-частотной характеристики, существует лишь при значениях затухания $d < \sqrt{2}$ (рис. 46). Из фазовых характеристик (рис. 47) видно, что на высоких частотах фазовый сдвиг стремится к $-\pi$, что вдвое превышает максимальный фазовый сдвиг резисторного каскада.

Учитывая наличие фазовых сдвигов у самого транзистора, видно, что абсолютная величина набега фазы всего трансформаторного каскада может достигать 270° , что может явиться причиной самовозбуждения особенно при охвате каскада глубокой обратной связью.

4.3. Каскады с составными транзисторами

Стремление улучшить параметры транзисторов, используемых в качестве усилительных приборов, привело к созданию так называемых составных транзисторов, т.е. соединений, состоящих из двух и более одиночных транзисторов. Рассмотрим наиболее популярные из них.

4.3.1. Каскодная схема

В каскодной схеме входной транзистор VT2 включен по схеме с общим эмиттером, а выходной транзистор VT1 - с общей базой (рис. 48). Как видно из схемы, и база транзистора VT1 и эмиттер VT2 через соответствующие конденсаторы соединены с общим проводом и, поэтому связаны по переменному току.

Найдем необходимые для расчетов каскада на умеренных частотах параметры составного транзистора.

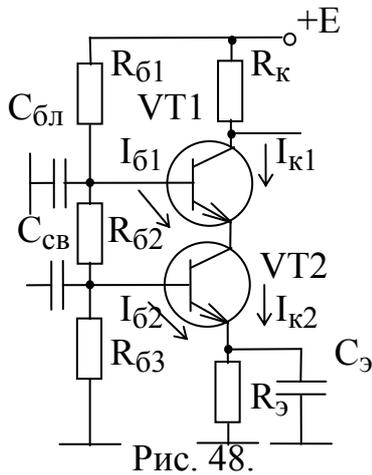


Рис. 48.

Входное сопротивление каскодного соединения

$$h_{11кc} = U_{6э2} / I_{62} = h_{11э2}$$

определяется входным сопротивлением транзистора VT2 и не отличается от входного сопротивления транзистора, включенного с общим эмиттером.

Полученные значения можно подставить в ранее выведенные формулы для нахождения коэффициентов усиления, входных и выходных сопротивлений в соответствии с высказанными там соображениями и с учетом конфигурации схемы.

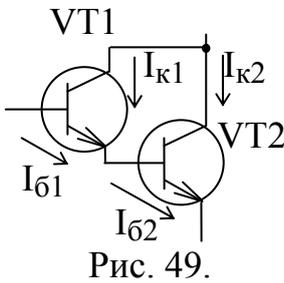


Рис. 49.

Обозначим $R_{дел} = R_{62} \cdot R_{63} / (R_{62} + R_{63})$.

Коэффициент усиления каскодной схемы по напряжению

$$K = h_{21кc} \cdot R_0 / h_{11кc} = h_{21э1} \cdot h_{21э2} \cdot R_0 / [(h_{21э1} + 1) \cdot h_{11э2}].$$

Коэффициент усиления по току

$$K_T = [h_{21э1} \cdot h_{21э2} / (h_{21э1} + 1)] \cdot [R_{дел} / (R_{дел} + h_{11э})] \cdot [R_k / (R_k + R_H)].$$

Входное сопротивление

$$R_{вх} = R_{дел} \cdot h_{11э} / (R_{дел} + h_{11э}).$$

Выходное сопротивление (так как выходной транзистор включен с общей базой)

$$R_{вых} = R_k.$$

Из-за того, что первый транзистор нагружен на малое входное сопротивление транзистора с общей базой, он имеет усиление, близкое к единице и, поэтому не склонен к самовозбуждению. Каскад же с общей базой имеет малую проходную емкость, что способствует высокой устойчивости к самовозбуждению. Именно по этой причине каскодная схема широко применяется для построения высокочастотных усилителей.

4.3.2. Схема Дарлингтона

Схема Дарлингтона реализуется за счет последовательного соединения двух и более транзисторов (рис. 49). Соединение имеет, как и одиночный тран-

Определим коэффициент усиления по току каскодного соединения $h_{21кc}$ как отношение выходного и входного тока. Умножим числитель и знаменатель на $I_{э1} = I_{к1} + I_{61} = I_{к2}$.

$$h_{21кc} = I_{к1} / I_{62} = [I_{к1} / (I_{к1} + I_{61})] \cdot (I_{к2} / I_{62}).$$

В первой дроби разделим и числитель и знаменатель на I_{61} . В результате получим

$$h_{21кc} = h_{21э1} \cdot h_{21э2} / (h_{21э1} + 1),$$

где индексами 1 и 2 обозначены параметры соответствующих транзисторов.

зистор, три электрода и может заменять его в любой схеме. Наиболее часто схема Дарлингтона используется во включении с общим коллектором и общим эмиттером.

Найдем параметры составного транзистора, необходимые для расчетов каскадов с использованием схемы Дарлингтона.

Определим коэффициент усиления по току соединения $h_{21д}$ как отношение входного и выходного тока.

$$h_{21д} = (I_{к1} + I_{к2}) / I_{б1} = h_{21э1} + I_{к2} / I_{б1}.$$

Во второй дроби умножим и числитель и знаменатель на $I_{б2}=I_{э1}=I_{к1}+I_{б1}$

$$h_{21д} = h_{21э1} + (I_{к2} / I_{б2}) \cdot [(I_{к1} + I_{б1}) / I_{б1}] = h_{21э1} + h_{21э2} \cdot (h_{21э1} + 1).$$

Входное сопротивление соединения Дарлингтона

$$h_{11д} = (U_{бэ1} + U_{бэ2}) / I_{б1} = h_{11э1} + (U_{бэ2} / I_{б2}) \cdot [(I_{к1} + I_{б1}) / I_{б1}] = h_{11э1} + h_{11э2} \cdot (h_{21э1} + 1).$$

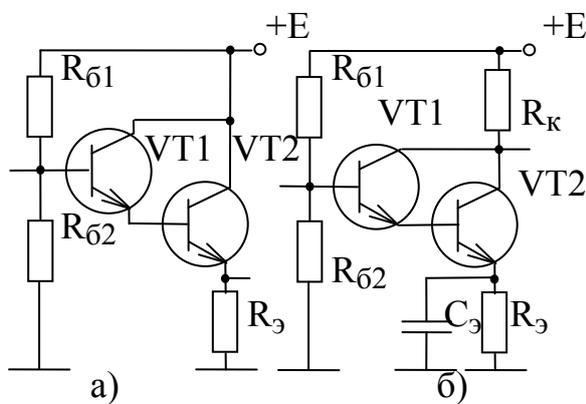


Рис. 50.

Полученные соотношения можно использовать при расчетах параметров схем Дарлингтона в интересующих нас включениях (рис. 50).

Определим коэффициенты усиления, входные и выходные сопротивления в схемах, где соединение Дарлингтона используется в схемах с общим эмиттером и общим коллектором.

При включении с общим коллектором (рис. 50а)

$$h_{21кд} = h_{21д} + 1; \quad h_{11кд} = (h_{21д} + 1) \cdot R_0 + h_{11д}$$

$$K_{кд} = 1 / \{1 + h_{11кд} / [(h_{21кд} + 1) \cdot R_0]\},$$

$$K_{ткд} = [R_{дел} / (R_{дел} + h_{11кд})] \cdot (1 + h_{21кд}) \cdot [R_э / (R_э + R_н)],$$

$$R_{вхкд} = R_{дел} \cdot h_{11кд} / (R_{дел} + h_{11кд}).$$

$$h_{11бд} = [R_{дел} \cdot R_с / (R_{дел} + R_с) + h_{11д}] / (h_{21д} + 1).$$

$$R_{выхкд} = R_э \cdot h_{11бд} / (R_э + h_{11бд}).$$

Из полученных выражений видно, что при включении схемы Дарлингтона с общим коллектором реализуются очень большие значения входного сопротивления, соизмеримые со входным сопротивлением полевых транзисторов с общим истоком.

При включении с общим эмиттером аналогичные параметры рассчитываем следующим образом.

$$K_{0д} = (h_{21д} / h_{11д}) \cdot R_0,$$

$$K_{тэд} = [R_{дел} / (R_{дел} + h_{11д})] \cdot h_{21д} \cdot [R_к / (R_к + R_н)].$$

$$R_{вхэд} = R_{дел} \cdot h_{11д} / (R_{дел} + h_{11д}).$$

$$R_{выхэд} = R_к.$$

Если схема Дарлингтона включена с общим эмиттером, то она позволяет улучшить частотные характеристики второго транзистора и повысить входное сопротивление каскада. Таким образом, мощность, отдаваемая в нагрузку, определяется вторым транзистором, а частотные свойства первым транзистором. Это особенно важно, когда второй транзистор более мощный, чем первый. Так как площадь кристалла у мощных транзисторов больше, чем у маломощных, то они при прочих равных условиях имеют большие межэлектродные емкости. Внутренняя обратная связь, возникающая через сравнительно большую емкость коллекторного перехода мощного транзистора, существенно ослабляется малым выходным сопротивлением первого транзистора, который по отношению ко второму оказывается включенным по схеме с общим коллектором.

Вопросы

- 1) Как упрощают схему при расчете каскадов по переменному току?
- 2) От чего зависит коэффициент усиления напряжения резисторного каскада?
- 3) Как осуществляется пересчет параметров схемы замещения транзистора из базы в эмиттерную цепь и наоборот?
- 4) С помощью какого соотношения вычисляют коэффициент усиления каскада в линейном режиме, независимо от схемы включения транзистора?
- 5) Чем определяется коэффициент усиления каскада по току?
- 6) Что называют нормированным коэффициентом усиления?
- 7) Какова причина неравномерности частотных и фазовых характеристик?
- 8) Каков максимальный фазовый сдвиг в резисторном каскаде?
- 9) Насколько изменяется усиление резисторного каскада на частоте среза?
- 10) Нарисуйте эквивалентную схему замещения трансформатора, поясните назначение элементов в ней.
- 11) Как пересчитать элементы вторичной обмотки трансформатора в первичную?
- 12) В чем отличие частотных и фазовых характеристик резисторного и трансформаторного каскадов?
- 13) С какой целью используют схемы с составными транзисторами?
- 14) Каковы особенности каскодной схемы?
- 15) Каковы отличительные особенности схемы Дарлингтона во включении с общим коллектором?
- 16) Какие дополнительные преимущества приобретает использование в каскаде с общим эмиттером составного транзистора, включенного по схеме Дарлингтона?

5. КВАЗИЛИНЕЙНЫЕ КАСКАДЫ

Каскад называют квазилинейным, если он работает в режиме большого сигнала. Последний попадает на разные части вольтамперных характеристик усилительного элемента, в том числе и не совсем линейные, что приводит к нелинейным искажениям и существенному изменению его параметров за период входного напряжения. Поэтому при расчетах становится нецелесообразным пользоваться усредненными характеристиками усилительных элементов, а нужно либо учитывать эти изменения, либо пользоваться методом графоаналитического проектирования каскадов (построением нагрузочных характеристик) по вольтамперным характеристикам усилительных элементов.

Квазилинейные каскады схемотехнически построены по-разному, в зависимости от назначения. Известны одно- и двухтактные каскады, причем схемотехника однотактных квазилинейных каскадов аналогична схемным решениям предварительных каскадов и здесь подробно не обсуждается.

В зависимости от вида элемента связи и нагрузки каскады делятся на резисторные, трансформаторные, дроссельные и бестрансформаторные.

5.1. Нагрузочные характеристики

Вольтамперные или статические характеристики усилительных элементов, приводимые в справочниках, показывают зависимости токов или напряжений во входных или выходных цепях при отсутствии внешних нагрузок, необходимых для нормальной работы. В реальной схеме, как отмечалось ранее, усилительный элемент окружают элементы, необходимые для выполнения возложенных на него функций. Поэтому важно знать, как влияют эти элементы на указанные токи и напряжения.

Нагрузочными (динамическими) характеристиками называют характеристики, полученные при учете влияния нагрузки выходной цепи.

Различают несколько основных типов нагрузочных характеристик:

- входную $I_{ВХ} = f(U_{ВХ})$;
- выходную $I_{ВЫХ} = f(U_{ВЫХ})$;
- проходную $I_{ВЫХ} = f(U_{ВХ})$;
- сквозную $I_{ВЫХ} = f(E_C)$;
- характеристику прямой передачи $I_{ВЫХ} = f(I_{ВХ})$ или $U_{ВЫХ} = f(U_{ВХ})$.

В этих соотношениях $I_{ВХ}$, $I_{ВЫХ}$, $U_{ВХ}$, $U_{ВЫХ}$, E_C - входные, выходные токи и напряжения, а также ЭДС входного источника сигналов.

Как правило, сопротивления выходной цепи каскада по постоянному и переменному току не совпадают. Поэтому различают динамические характеристики по постоянному и переменному току.

Выходную нагрузочную характеристику постоянного тока используют для определения положения рабочей точки на семействе выходных статических ха-

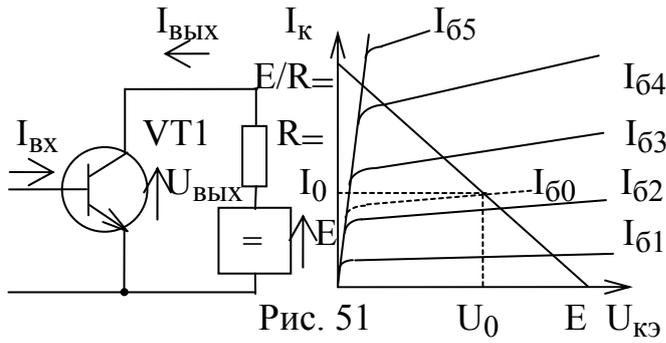


Рис. 51

характеристик при известных напряжении питания E , сопротивлении нагрузки постоянному току $R_{=}$, напряжении или токе смещения входной цепи.

Рассмотрим сначала упрощенную выходную цепь усилительного элемента (рис. 51).

Поскольку сопротивление

$R_{=}$ включено последовательно с коллекторной цепью, то можно написать

$$E = U_{\text{ВЫХ}} + I_{\text{ВЫХ}} \cdot R_{=},$$

где $U_{\text{ВЫХ}}$ и $I_{\text{ВЫХ}}$ - выходное напряжение и ток. Отсюда

$$I_{\text{ВЫХ}} = (E / R_{=}) - (U_{\text{ВЫХ}} / R_{=}).$$

Это уравнение прямой в координатах $(U_{\text{ВЫХ}}, I_{\text{ВЫХ}})$. Все точки этой прямой являются возможными значениями тока $I_{\text{ВЫХ}}$ и напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ и через ветви статической выходной характеристики связаны с входными токами $I_{\text{ВХ}}$ (токами базы $I_{\text{б}}$). Наклон нагрузочной прямой зависит от величины $R_{=}$. Чем меньше $R_{=}$, тем больше угол между нагрузочной прямой и осью абсцисс. При изменении напряжения питания нагрузочная линия перемещается вправо или влево без изменения наклона.

Точка пересечения нагрузочной прямой постоянного тока со статической выходной характеристикой для заданного тока или напряжения смещения входной цепи определяет положение рабочей точки (I_0, U_0) на семействе статических выходных характеристик усилительного элемента при отсутствии сигнала. Она называется точкой покоя, где $U_0 = E - I_0 \cdot R_{=}$.

В сопротивление нагрузки каскада по постоянному току включается не только коллекторное сопротивление R_K , но и эмиттерное сопротивление $R_э$, т.к.

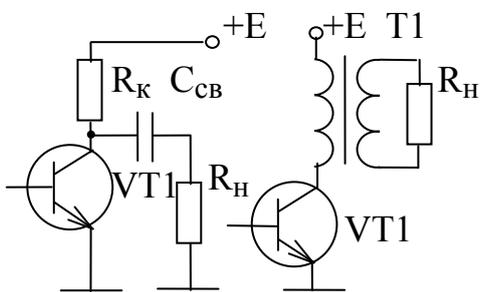


Рис. 52

токи коллектора и эмиттера примерно равны, а имеющиеся конденсаторы в схеме, например, $C_э$ или $C_{св}$ по постоянному току не шунтируют $R_э$ или R_K .

В зависимости от способа подключения нагрузки к каскаду сопротивление его выходной цепи переменному току может быть меньше, равно или больше сопротивления этой цепи постоянному току. Рассмотрим это на

примере упрощенных схем (рис. 52).

В первой схеме $R_{=} = R_K$.

На средних частотах влиянием реактивных элементов (в данном случае конденсатора связи с нагрузкой) можно пренебречь. Поэтому величина нагрузки переменному току будет равна значению параллельно включенных сопротивлений в коллекторной цепи и нагрузке

$$R_{\sim} = R_K \cdot R_H / (R_K + R_H).$$

Отсюда $R_{\sim} < R_{\equiv}$.

Во второй схеме, наоборот, так как

$$R_{\equiv} = r_1, \quad \text{а} \quad R_{\sim} = R_H' + r_1 + r_2', \quad \text{то} \quad R_{\sim} > R_{\equiv}.$$

Из-за разности рассматриваемых сопротивлений возникает необходимость построения нагрузочных характеристик каскада не только по постоянному, но и по переменному току.

Пусть на входе усилительного элемента кроме напряжения смещения, создающего на выходе ток покоя I_0 , действует полезный сигнал, создающий ток Δi . Тогда в любой момент времени значение выходного тока составит:

$$I_{\text{ВЫХ}} = I_0 + \Delta i,$$

где Δi - мгновенное значение тока сигнала в выходной цепи. Запишем уравнение нагрузочной линии

$$U_{\text{ВЫХ}} = E - (I_0 \cdot R_{\equiv} + \Delta i \cdot R_{\sim}) = U_0 - \Delta i \cdot R_{\sim}.$$

Это уравнение прямой, проходящей через точку покоя на выходной статической характеристике усилительного элемента.

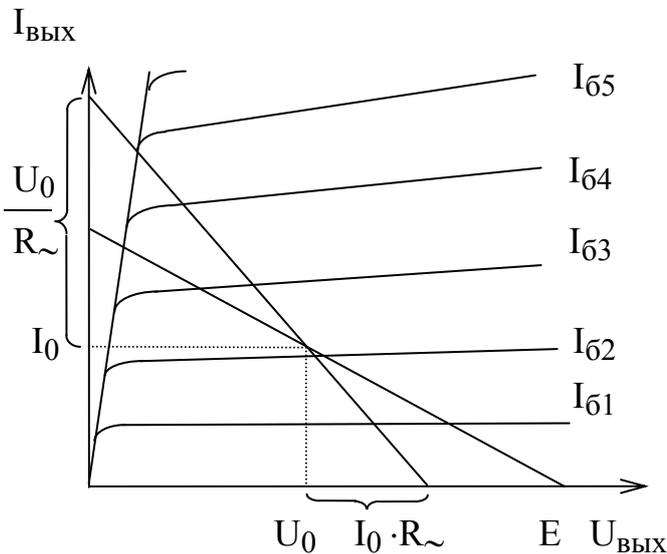


Рис. 53

Факт пересечения нагрузочных прямых постоянного и переменного тока в точке покоя можно использовать для построения нагрузочной прямой переменного тока (рис. 53).

При $I_{\text{ВЫХ}} = 0$ из первого уравнения получаем $\Delta i = -I_0$. После подстановки этого значения во второе уравнение имеем

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_0 + I_0 \cdot R_{\sim}.$$

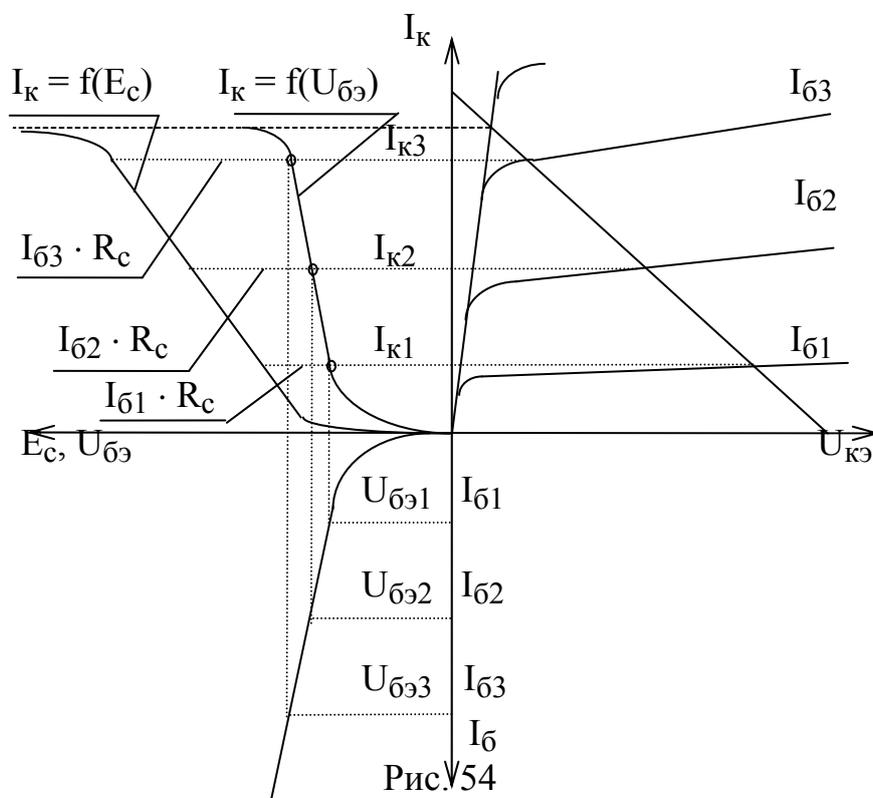
Если $U_{\text{ВЫХ}} = 0$, то $\Delta i = U_0 / R_{\sim}$.

Итак, отложив на вертикальной оси от точки I_0 вверх отрезок, численно равный значению U_0 / R_{\sim} , или на горизонтальной оси от точки U_0 вправо отрезок, равный значению $I_0 \cdot R_{\sim}$, надо провести через конец отложенного отрезка и точку покоя прямую, являющуюся нагрузочной прямой переменного тока.

Нагрузочными прямыми переменного тока пользуются при расчете параметров квазилинейных каскадов, так как в режиме большого сигнала аналитический расчет дает большие погрешности из-за нелинейности вольтамперных характеристик усилительных элементов и существенного изменения их параметров за период сигнала.

Входной динамической характеристикой называют график зависимости входного тока усилительного элемента от напряжения между его входными электродами при наличии нагрузки в выходной цепи. Так как входной ток полевых транзисторов очень мал, то входные характеристики используют при расчете каскадов на биполярных транзисторах.

В большинстве случаев нагрузка выходной цепи значительно меньше внутреннего сопротивления транзистора и можно считать, что он работает в режиме короткого замыкания выходной цепи. Поэтому входная динамическая характеристика практически совпадает со статической.



Построение входной динамической характеристики биполярного транзистора удобно производить, расположив графики на одном рисунке и поместив выходную характеристику в первом квадранте, входную - в третьем, результат построения - во втором квадранте (рис. 54).

Для этого надо найти выходные токи в точках пересечения выходной динамической характеристики переменного тока со статическими характеристиками для фиксированных значений входного тока. На входной динамической характеристике следует найти соответствующие этим токам входные напряжения и затем по полученным значениям построить зависимость: $I_{\text{ВЫХ}} = f(U_{\text{ВХ}})$.

При построении сквозной динамической характеристики нужно учесть, что величина ЭДС источника сигнала определяется суммой входного напряжения и падения на его внутреннем сопротивлении R_c , т.е.

$$E_c = U_{\text{ВХ}} + I_{\text{ВХ}} \cdot R_c.$$

Отсюда следует, что построение сквозной динамической характеристики аналогично построению проходной характеристики, где по оси абсцисс откла-

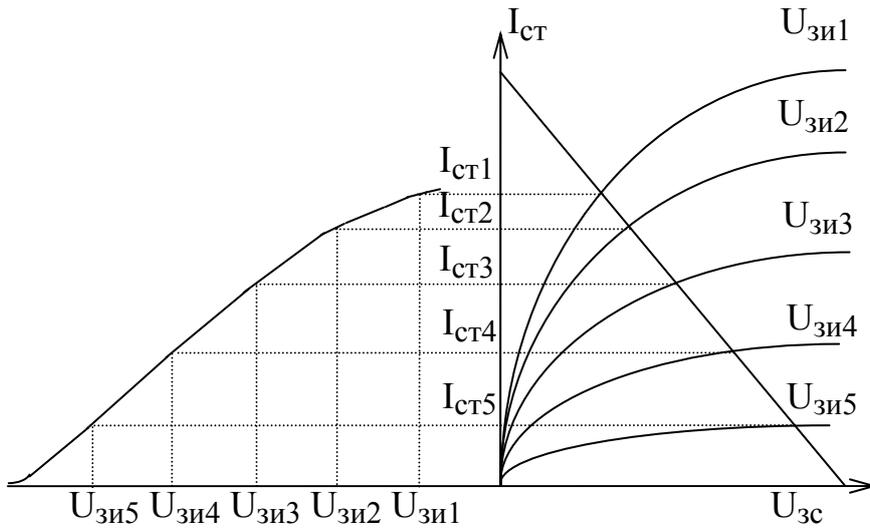


Рис. 55

дывается не $U_{ВХ}$, а сумма $U_{ВХ}$ и произведения $R_c \cdot I_{ВХ}$.

У полевого транзистора проходная и сквозная динамическая характеристики практически совпадают в силу того, что у него $I_{ВХ} \approx 0$. Порядок построения проходной характеристики полевого транзистора показан на рис. 55.

Усилительный элемент может отдать в нагрузку максимальную мощность только в том случае, когда выходной сигнал не выходит за пределы допустимых границ, лежащих на его выходной вольтамперной характеристике. Эти границы (рис. 56) определяются из паспортных данных усилительного элемента

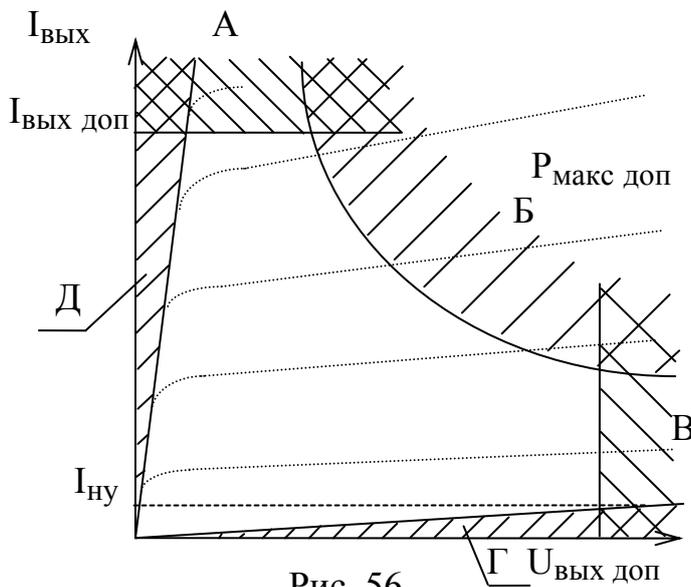


Рис. 56

и следующих соображений.

А - граница допустимых выходных токов $I_{ВЫХ доп}$,

Б - граница допустимой мощности рассеяния усилительного элемента $P_{макс доп}$,

В - граница допустимого выходного напряжения $U_{ВЫХ доп}$,

Г - граница неуправляемых токов; обычно она составляет

$$I_{ну} = (0.01 \dots 0.05) \cdot I_{ВЫХ доп}$$

Д - граница остаточных напряжений.

Для надежной работы усилительного элемента значения $I_{ВЫХ макс}$, $U_{ВЫХ макс}$, $P_{макс}$ не должны превышать величин $I_{ВЫХ доп}$, $U_{ВЫХ доп}$, $P_{макс доп}$ на коэффициент запаса, составляющий обычно (0.7... 0.8).

Форма воспроизведения сигнала и энергетические показатели усилителя существенно зависят от выбора положения рабочей точки на вольтамперных характеристиках усилительного элемента.

Форма воспроизведения сигнала и энергетические показатели усилителя существенно зависят от выбора положения рабочей точки на вольтамперных характеристиках усилительного элемента.

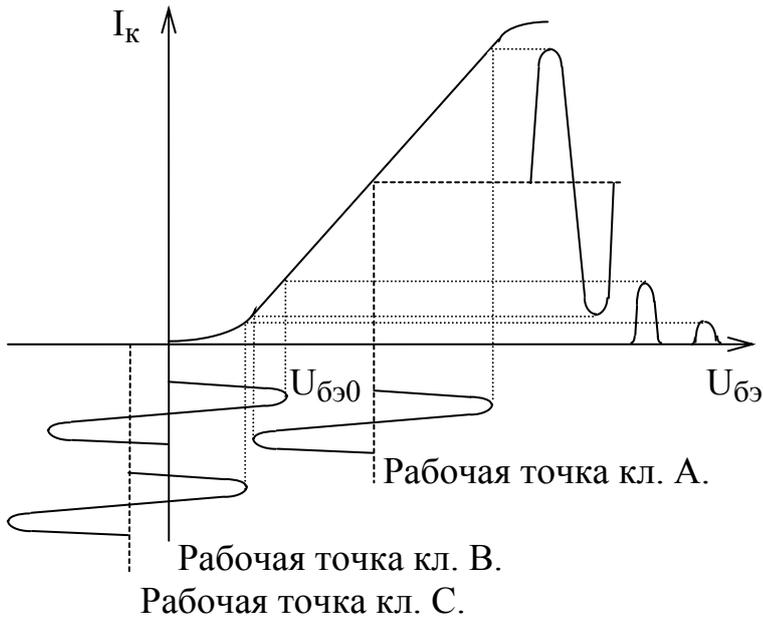


Рис. 57

Выбор положения рабочей точки удобно производить по проходной динамической характеристике (рис. 57).

Если сигнал располагается на линейной части проходной динамической характеристики, что соответствует середине выходной динамической характеристики, то усилитель работает в классе А. В классе А не происходит отсечки токов или напряжений в цепях усилительного элемента. Если представить входное колеба-

ние, как $u_{вх} = U_{вх} \cdot \cos(\omega \cdot t)$, то выходной ток не прекратится ни при каких значениях $\theta = \omega \cdot t$. Угол θ , соответствующий моменту прекращения выходного тока, называют углом отсечки. Учитывая периодический характер функции можно считать, что в классе А угол отсечки составляет 180° . Класс А характеризуется малыми нелинейными искажениями, но имеет невысокий КПД.

При выборе рабочей точки в области отсечки будет реализован класс В. Выходной ток будет существовать в течение полупериода и угол отсечки составит 90° . Класс В часто используется в усилителях однополярных сигналов и двухтактных усилителях, где два поочередно работающих транзистора обрабатывают каждый свою полуволну.

Если усилительный элемент закрыт обратным напряжением смещения, то сигнал будет открывать его только в течение части полупериода входного напряжения. Этот режим соответствует классу С. В этом случае $\theta < 90^\circ$.

При чрезмерно большом входном сигнале усилительный элемент будет находиться поочередно в состоянии отсечки и насыщения. Такой режим характерен для класса D. Хотя КПД класса D весьма высок, но из-за существенных искажений формы сигнала он имеет ограниченное применение.

Квазилинейные каскады, усиливающие высокие уровни сигналов, потребляют большую мощность. Поэтому основными показателями для них являются КПД и допустимый уровень гармоник.

Преимущественное применение получили каскады, работающие в классах А и В, а также в классе АВ, где $90^\circ < \theta < 180^\circ$. Сравним эти классы усиления по энергетическим показателям.

5. 2. Анализ энергетических показателей класса А и В

Для установления энергетических показателей выходной цепи квазилинейного усилителя рассмотрим крайний случай, когда сигнал максимален, но транзистор еще не работает в режиме насыщения. Уровнем неуправляемых токов пренебрежем, так как их влияние на величину потребляемой мощности от источника питания мало. Сравним полезную и потребляемую мощности в выходной цепи усилительного элемента (рис. 58).

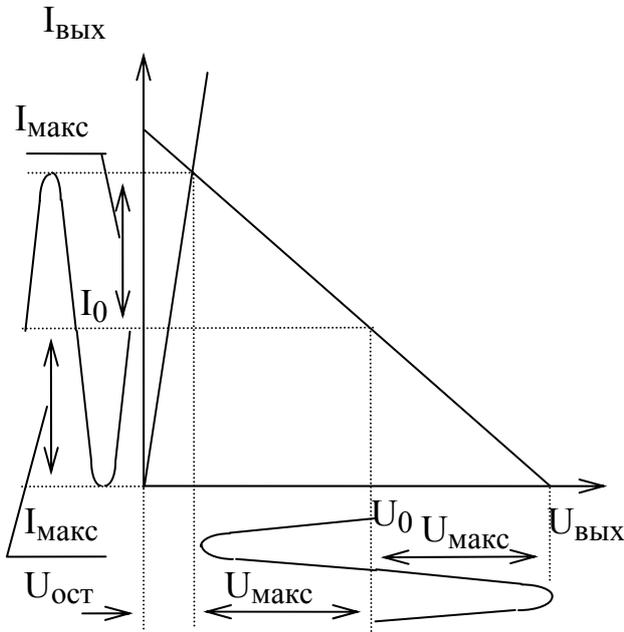


Рис. 58

В классе А средние значения выходного тока и напряжения равны I_0 и U_0 как при наличии выходного сигнала, так и при его отсутствии. Поэтому независимо от амплитуды выходного сигнала мощность, потребляемая выходной цепью от источника питания будет равна:

$$P_0 = I_0 \cdot U_0.$$

Часть этой мощности P_{\sim} отдается в нагрузку, а часть $P_{\text{рас}}$ излучается (рассеивается) в виде тепла в окружающее пространство. Таким образом

$$P_0 = P_{\sim} + P_{\text{рас}}.$$

Отсюда $P_{\text{рас макс}} = P_0$ при $P_{\sim} = 0$, т.е. в отсутствие сигнала.

Мощность полезного сигнала найдем как произведение средних значений амплитуды тока и напряжения. Для гармонических колебаний пересчет максимальных значений в средние осуществляется через корень из двух. Учитывая это, можем написать

$$P_{\sim} = U_{\text{макс}} \cdot I_{\text{макс}} / 2.$$

Коэффициент использования усилительного элемента найдем как

$$\eta_{\text{испА}} = P_{\sim} / P_0 = U_{\text{макс}} \cdot I_{\text{макс}} / (2 \cdot I_0 \cdot U_0).$$

Но при максимальном выходном сигнале

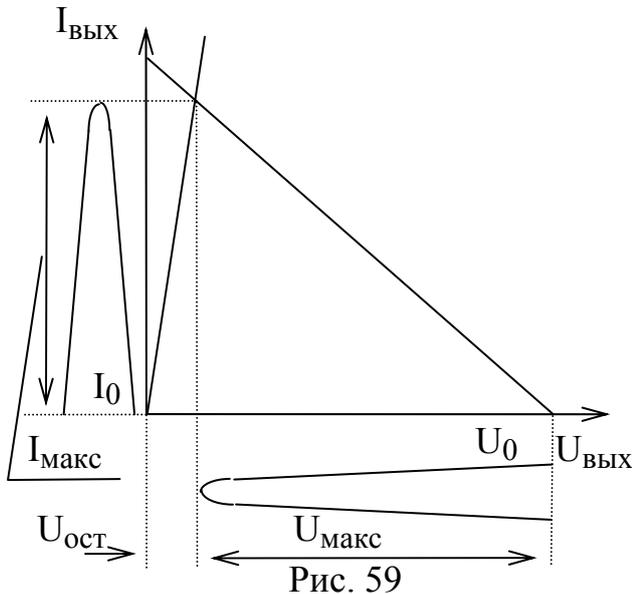
$$I_{\text{макс}} = I_0, \quad \text{а} \quad U_0 = U_{\text{макс}} + U_{\text{ост}}.$$

Отсюда $\eta_{\text{испА}} = 0.5 \cdot U_{\text{макс}} / (U_{\text{макс}} + U_{\text{ост}})$.

Если остаточное напряжение $U_{\text{ост}} \rightarrow 0$, то $\eta_{\text{испА}} \rightarrow 0.5$. Следовательно, коэффициент использования усилительного элемента в классе А (а тем более КПД) никогда не превышает 50%.

У реальных сигналов сложной формы соотношение между максимальным и средним значениями приближается к трем. Следовательно, коэффициент использования транзистора будет еще хуже.

Именно по этой причине не рекомендуется проектировать усилители, работающие в классе А, с выходной мощностью более 1... 2 Вт. В основном класс А используется в маломощных схемах.



Теперь исследуем работу усилительного элемента в режиме класса В (рис. 59).

Мощность в нагрузке P_{\sim} при гармонических сигналах может быть подсчитана по формуле

$$P_{\sim} = U_{\text{макс}} \cdot I_{\text{макс}} / 4,$$

где один сомножитель $1/2$ учитывает работу усилительного элемента в течение полупериода входного сигнала, а второй, такой же, необходим для пересчета максимальных значений тока и напряжения в средние.

Постоянную составляющую импульсов выходного тока найдем, воспользовавшись разложением последовательности импульсов полуволн в ряд Фурье. При угле отсечки $\theta = 90^\circ$

$$I_{\text{ВЫХ}} = (I_{\text{макс}} / \pi) \cdot [1 + \pi \cdot \cos(\omega \cdot t) / 2 + 2 \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) / 3 - 2 \cdot \cos(4 \cdot \omega \cdot t) / 15 + \dots].$$

Отсюда постоянная составляющая коллекторного тока

$$I_0 = I_{\text{макс}} / \pi.$$

Тогда $P_0 = I_{\text{макс}} \cdot (U_{\text{макс}} + U_{\text{ост}}) / \pi.$

Коэффициент использования усилительного элемента в классе В

$$\eta_{\text{испв}} = P_{\sim} / P_0 = \pi \cdot U_{\text{макс}} / [4 \cdot (U_{\text{макс}} + U_{\text{ост}})].$$

Если $U_{\text{ост}} \rightarrow 0$, то $\eta_{\text{испв}} \rightarrow \pi / 4 \approx 0.78.$

Таким образом, для гармонических сигналов усилительный элемент, работающий в режиме класса В более, чем в полтора раза используется лучше, чем в классе А, а потери мощности в два с лишним раза меньше. Класс В еще более эффективен для непериодических сигналов и при уменьшении амплитуды входного сигнала, так как мощность, потребляемая от источника питания, снижается по мере уменьшения выходного сигнала, обращаясь в нуль в тех случаях, когда сигнал отсутствует. В отличие от этого в режиме класса А от источника питания отбирается одна и та же мощность, независимо от того, подается или нет сигнал на вход усилителя.

Сравнительные характеристики каскадов, работающих в классах А и В, отобразим на графиках рис. 60.

Поскольку нас интересует поведение каскадов в линейном и близком к нему режимам, ограничим значение выходного напряжения максимальной вели-

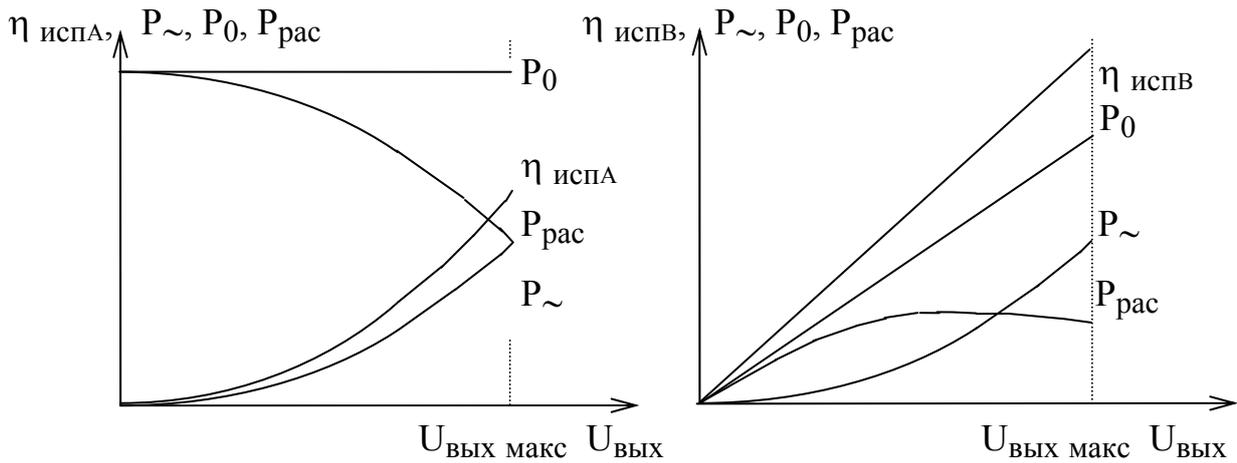


Рис. 60

чиной $U_{\text{вых макс}}$, за которой нелинейные искажения сигнала становятся недопустимыми. Ход графиков понятен из предыдущих рассуждений.

5. 3. Расчет параметров квазилинейных каскадов

Расчет основных показателей усилителя (коэффициентов усиления по току и напряжению, входного и выходного сопротивления) осуществляют по входной и выходной динамическим характеристикам переменного тока, беря соответствующие отношения разностей максимально и минимально действующих токов и напряжений.

Например, построив нагрузочные характеристики по переменному току (рис. 61), и, отложив на них максимальные и минимальные значения токов и напряжений на входе и выходе, будем иметь

$$K = (U_{\text{вых макс}} - U_{\text{вых мин}}) / (U_{\text{вх макс}} - U_{\text{вх мин}}),$$

$$K_T = (I_{\text{вых макс}} - I_{\text{вых мин}}) / (I_{\text{вх макс}} - I_{\text{вх мин}}),$$

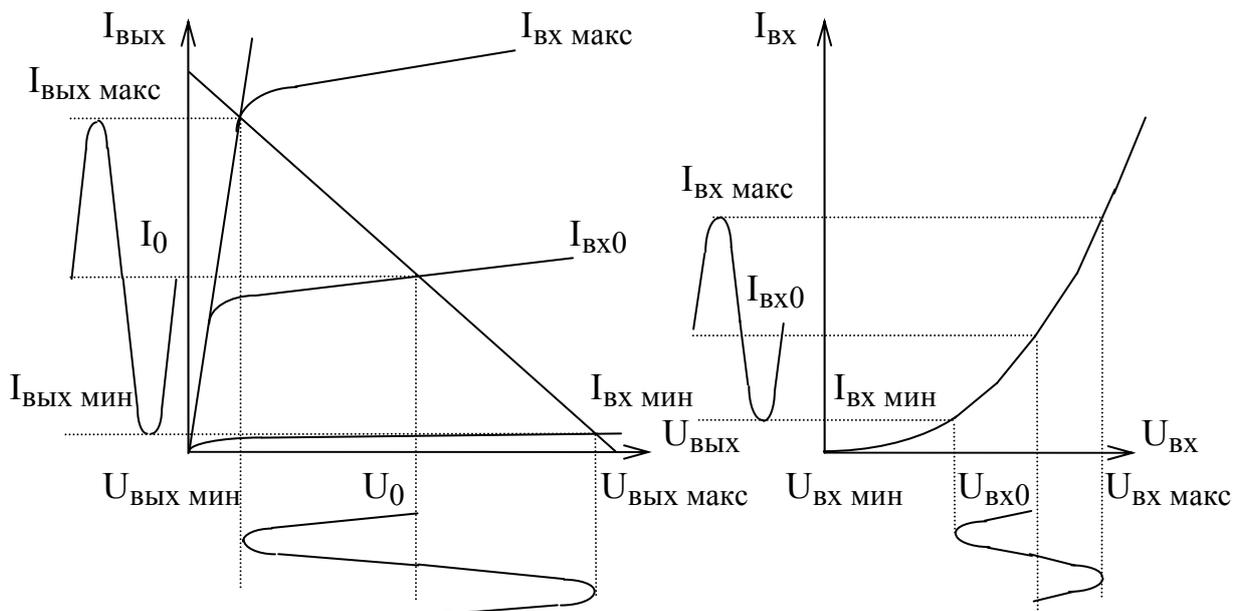


Рис. 61

$$R_{ВХ} = (U_{ВХ \text{ макс}} - U_{ВХ \text{ мин}}) / (I_{ВХ \text{ макс}} - I_{ВХ \text{ мин}}),$$

$$R_{ВЫХ} = (U_{ВЫХ \text{ макс}} - U_{ВЫХ \text{ мин}}) / (I_{ВЫХ \text{ макс}} - I_{ВЫХ \text{ мин}}).$$

В двухтактных схемах расчет ведут для одного плеча, так как плечи должны быть по возможности одинаковыми.

Аналогично проводят расчет для других схем включения транзисторов по соответствующим характеристикам. В схемах с полевыми транзисторами графический расчет K_T и $R_{ВХ}$ у транзистора не производят.

Остальные элементы и показатели квазилинейных каскадов рассчитывают по методикам, изложенным ранее при проектировании предварительных каскадов.

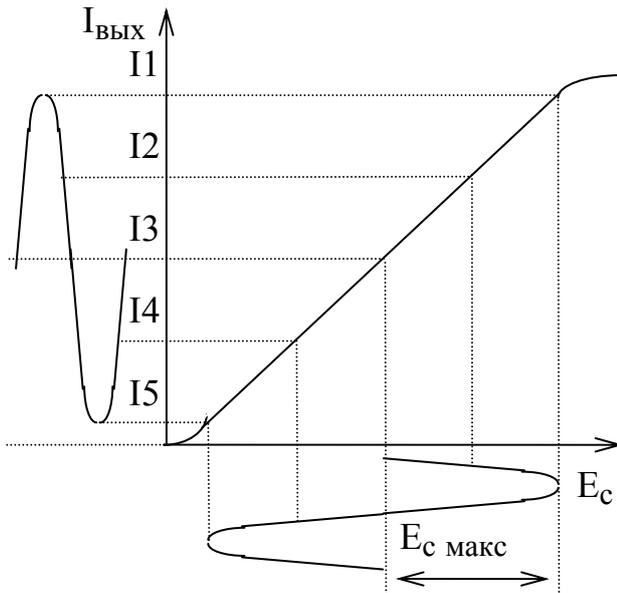


Рис. 62

Расчет нелинейных искажений квазилинейных каскадов по методу Клина осуществляют по сквозной динамической характеристике (рис. 62).

Искажения формы входного сигнала, вызываемые нелинейностью характеристик усилительных элементов и трансформаторов, и, называемые нелинейными искажениями, в значительной степени проявляются при больших сигналах. Влияние нелинейности приводит к тому, что кроме основной гармоники в выходном сигнале появляются побочные составляющие, т.е.

$$I_{ВЫХ} = I_{1М} \cdot \cos(\omega \cdot t) + I_{2М} \cdot \cos(2\omega \cdot t) + I_{3М} \cdot \cos(3\omega \cdot t) + I_{4М} \cdot \cos(4\omega \cdot t) \dots,$$

где $I_{1М}$, $I_{2М}$, $I_{3М}$, $I_{4М}$... - амплитудные значения гармоник.

Ограничимся пятью слагаемыми. Если $\omega \cdot t$ задать последовательные значения $0, \pi/3, \pi/2, 2 \cdot \pi/3, \pi$, то в результате их подстановок в выражении для $I_{ВЫХ}$ получим пять уравнений с пятью неизвестными токами

$$I_1 = I_0 + I_{1М} + I_{2М} + I_{3М} + I_{4М},$$

$$I_2 = I_0 + 0.5 \cdot I_{1М} - 0.5 \cdot I_{2М} - I_{3М} - 0.5 \cdot I_{4М},$$

$$I_3 = I_0 - I_{2М} + I_{4М},$$

$$I_4 = I_0 - 0.5 \cdot I_{1М} - 0.5 \cdot I_{2М} + I_{3М} - 0.5 \cdot I_{4М},$$

$$I_5 = I_0 - I_{1М} + I_{2М} - I_{3М} + I_{4М}.$$

В результате решения системы уравнений получим:

$$I_0 = [I_1 + 2 \cdot (I_2 + I_4) + I_5] / 6,$$

$$I_{1М} = (I_1 + I_2 - I_4 - I_5) / 3,$$

$$I_{2М} = (I_1 - 2 \cdot I_3 + I_5) / 4,$$

$$I_{3M} = (I_1 - 2 \cdot I_2 + 2 \cdot I_4 - I_5) / 6,$$

$$I_{4M} = (I_1 - 4 \cdot I_2 - 6 \cdot I_3 - 4 \cdot I_4 - I_5) / 12.$$

Коэффициенты гармоник по соответствующим гармоническим составляющим:

$$K_{Г2} = I_{2M} / I_{1M}; \quad K_{Г3} = I_{3M} / I_{1M}; \quad K_{Г4} = I_{4M} / I_{1M}.$$

Общий коэффициент гармоник:

$$K_{Г} = \sqrt{K_{Г2}^2 + K_{Г3}^2 + K_{Г4}^2}.$$

При усилении сигналов большой мощности, когда нужно увеличить КПД, однотактные схемы, работающие в классе А, становятся неэффективными. Каскады, работающие в классах В и АВ, обладают меньшими энергетическими потерями, но они создают значительные нелинейные искажения, т. к. усиливают только полуволну сигнала. Если использовать две однотактные схемы, работающие поочередно на одну и ту же нагрузку (двухтактный каскад), то можно устранить этот недостаток.

5.4. Двухтактные каскады

Схемотехника и особенности однотактных каскадов нам уже известны, поэтому исследуем работу двухтактных каскадов.

Двухтактный выходной каскад позволяет получать в нагрузке мощность, по крайней мере, вдвое больше по сравнению с выходной мощностью однотактного каскада, выполненного на таком же усилительном элементе.

Рассмотрим сначала работу простейшей двухтактной схемы, где с помощью трансформаторов с отводами от средней точки обеспечивается подача противофазных входных и суммирование выходных сигналов (рис. 63).

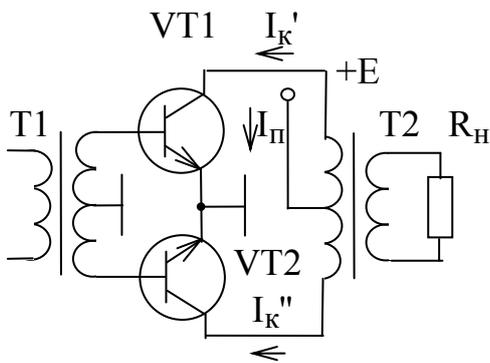


Рис. 63

При гармонических входных сигналах $u_{вх} = U_{вх м} \cdot \cos(\omega t)$ за счет нелинейности проходных характеристик транзистора в выходном токе появятся гармонические составляющие высших порядков и выходные токи оконечных транзисторов могут быть представлены в виде:

$$I_{к'} = I_0 + I_{1Г} \cdot \cos(\omega \cdot t) + I_{2Г} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) + I_{3Г} \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t) + I_{4Г} \cdot \cos(4 \cdot \omega \cdot t) + \dots$$

$$I_{к''} = I_0 + I_{1Г} \cdot \cos(\omega \cdot t + \pi) + I_{2Г} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t + 2 \cdot \pi) + I_{3Г} \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t + 3 \cdot \pi) + I_{4Г} \cdot \cos(4 \cdot \omega \cdot t + 4 \cdot \pi) + \dots,$$

где $I_0, I_{1Г}, I_{2Г}, I_{3Г}, I_{4Г} \dots$ - амплитуды токов гармоник.

Так как выходные токи транзисторов двухтактного каскада, действующие в трансформаторе T2, противофазны, имеем

$$i_{ввых} = I_{к'} - I_{к''} = 2 \cdot I_{1Г} \cdot \cos(\omega \cdot t) + 2 \cdot I_{3Г} \cdot \cos(3 \cdot \omega \cdot t) + \dots$$

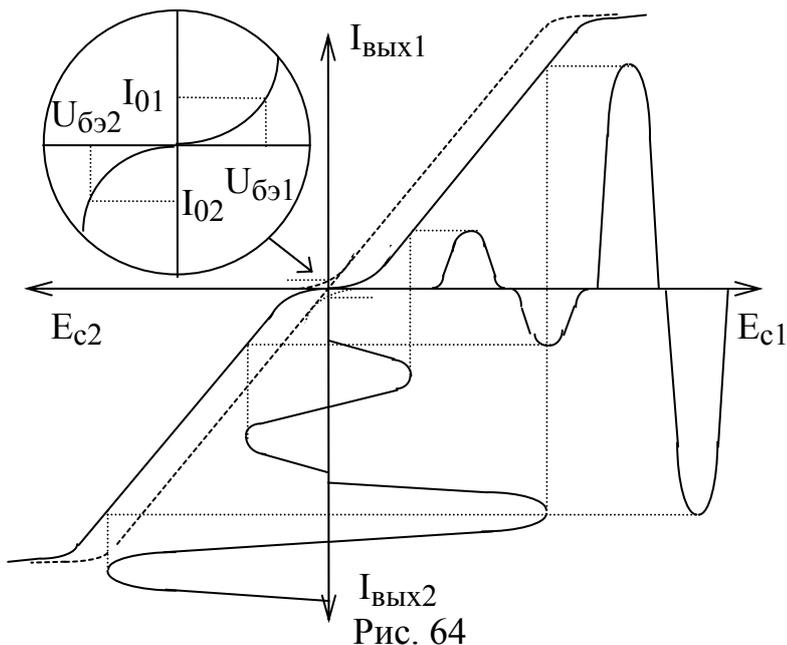
Следовательно, четные гармоники и постоянная составляющая выходного сигнала компенсируются во встречно протекающих выходных токах $I_{К'}$ и $I_{К''}$.

В проводе питания протекает сумма токов $I_{К'}$ и $I_{К''}$

$$I_{П} = I_{К'} + I_{К''} = 2 \cdot I_0 + 2 \cdot I_{2Г} \cdot \cos(2 \cdot \omega \cdot t) + 2 \cdot I_{4Г} \cdot \cos(4 \cdot \omega \cdot t) + \dots$$

Как видно из полученного соотношения, в проводе питания не протекают токи с частотой основного (усиливаемого) сигнала. Данное обстоятельство позволяет существенно упростить проектирование цепей фильтрации питающих напряжений, уменьшает вероятность самовозбуждения усилителя.

Особенностью двухтактного каскада, работающего в классе В, является нелинейный характер проходной (рис. 64), а также и сквозной динамических характеристик при малых уровнях сигнала, приводящий к появлению искажений типа "ступенька". Введение дополнительного напряжения смещения (класс АВ) позволяет устранить это явление. Форма проходной характеристики изменится (показано пунктиром), а через транзисторы VT1 и VT2 в отсутствие сигнала потекут токи покоя I_{01} и I_{02} .



В реальных каскадах компенсация продуктов нелинейности четных порядков полностью не происходит, так как практически сложно подобрать идентичными пары транзисторов и обеспечить точное соответствие номиналов элементов в плечах схемы. Уменьшение искажений достигается введением глубокой отрицательной обратной связи. Этой же цели служит использование в двухтактных каскадах транзисторов, включенных по схеме с общим коллектором и, если это возможно, с общей базой. Из-за высокого выходного и низкого входного

сопротивления схема с общей базой плохо согласуется с предыдущим каскадом и нагрузкой. Поэтому ее целесообразно использовать только в сочетании с трансформаторами, обеспечивающими согласование сопротивлений соединяемых цепей.

Трансформаторные схемы просты по исполнению, удобны в эксплуатации, позволяют получить высокие коэффициенты усиления. Но недостатком их является сравнительно невысокая полоса пропускания (отношение верхней и

нижней частот, как правило, не превышает 700...800). Велики и нелинейные искажения.

Бестрансформаторные схемы практически лишены этих недостатков.

Наиболее просто бестрансформаторную схему можно построить с помощью комплементарных транзисторов (с разной структурой и близкими параметрами).

В схемах двухтактных бестрансформаторных каскадов поочередная работа транзисторов может достигаться за счет использования транзисторов различной проводимости. Пример одной из таких схем приведен на рис. 65.

Диод VD1 в ней служит для создания напряжения смещения и температурной стабилизации транзисторов VT2 и VT3.

В приведённой схеме двухтактного каскада с однополярным источником питания связь с нагрузкой осуществляется с помощью разделительного конденсатора. Он препятствует попаданию в нагрузку постоянной составляющей, но вносит значительные частотные искажения и потерю мощности на нижних частотах.

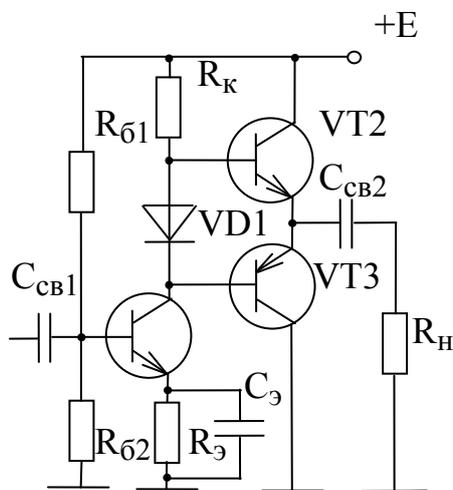


Рис. 65

При положительном полупериоде входного напряжения коллекторный ток верхнего по схеме транзистора заряжает конденсатор $C_{св2}$ через сопротивление нагрузки. Отрицательный полупериод напряжения на выходе VT1 закрывает верхний транзистор двухтактной схемы и открывает нижний. При этом функцию источника питания для нижнего транзистора выполняет разделительная ёмкость.

Для перевода каскада из класса В, создающего нелинейные искажения при малых сигналах, в класс АВ между базами транзисторов прикладывают напряжение смещения. Его можно получить за счёт протекания тока через небольшое сопротивление. Для улучшения температурной стабильности каскада это сопротивление должно уменьшать свою величину при увеличении температуры. Такими свойствами обладают терморезисторы и полупроводниковые диоды. На них с ростом температуры напряжение смещения будет уменьшаться, что будет препятствовать увеличению коллекторного тока транзисторов.

Рассмотренную схему целесообразно использовать при выходной мощности до 6... 8 Вт. Если полезная мощность будет выше, то ток предоконечного транзистора возрастает настолько, что его мощность рассеяния становится сравнимой с мощностью рассеяния окончных транзисторов. Кроме того, растут нелинейные искажения, уменьшается входное сопротивление и т. п. В этом случае целесообразно на выходе вместо одиночных транзисторов включать составные, соединенные по схеме Дарлингтона.

Еще одной проблемой рассмотренной схемы является то, что предоконечный каскад должен развивать большую амплитуду сигнала, чем окончательный, в силу того, что выходные транзисторы включены по схеме с общим коллектором и лишь ослабляют сигнал. Дополнительно часть напряжения падает на сопротивлении эмиттерной термостабилизации предоконечного каскада.

Амплитуда сигнала на выходе предоконечного каскада может быть увеличена за счет повышения напряжения его питания. Эта проблема может быть решена за счет подключения выходной цепи транзистора VT1 не к источнику питания, а к заряженному до $U_{\text{вых макс}}$ конденсатору связи с нагрузкой (рис. 66).

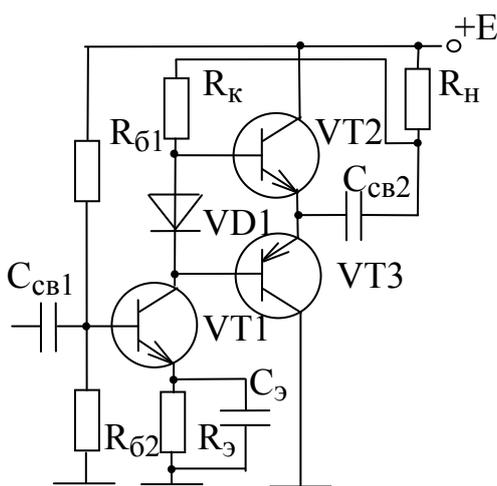


Рис. 66

При максимальном сигнале это напряжение достигает примерно значения $0.5 \cdot E$; следовательно, тогда напряжение питания предоконечного каскада может достигать до величины $1.5 \cdot E$.

Графический расчёт двухтактного каскада производится по вольтамперным характеристикам усилительных элементов для одного плеча схемы таким же образом, как и для одноконтных каскадов. Влияние другого плеча учитывают с помощью коэффициента асимметрии. Следует, однако, иметь в виду, что в классах В и АВ после закрывания усилительного элемента выходное напряжение продолжает нарастать и достигает удвоенного значения относительно значения в точке покоя.

Широкое применение в усилительных устройствах двухтактных каскадов объясняется их достоинствами. Основные из них:

Широкое применение в усилительных устройствах двухтактных каскадов объясняется их достоинствами. Основные из них:

- компенсация четных гармоник, вносимых транзисторами, работающими с отсечкой коллекторного тока;
- компенсация фона и помех, попадающих от источника питания и других источников помех;
- компенсация токов сигнала в питающих проводах;
- высокий КПД за счет возможности применения экономичных классов усиления.

5.5. Возбуждение двухтактных каскадов

Для работы двухтактного каскада необходимо обеспечить поочерёдное открывание транзисторов в плечах схемы. Эта задача выполняется фазоинверсными схемами. Как указывалось ранее, функции фазоинверсной схемы могут выполнять трансформаторы с отводом от средней точки и транзисторы с различными типами проводимости.

Трансформаторы создают значительные частотные и нелинейные искажения и в этом их основной недостаток.

Транзисторы с различными типами проводимости, как правило, не обладают идентичностью характеристик, что сказывается на уровне нелинейных искажений и температурной стабильности каскада.

Напряжения в коллекторной и эмиттерной цепях транзистора противофазны. Этим пользуются для получения необходимых напряжений возбуждения двухтактных каскадов. Схема, обеспечивающая создание одинаковых противофазных напряжений на этом принципе называется каскадом с разделенной нагрузкой (рис. 67).

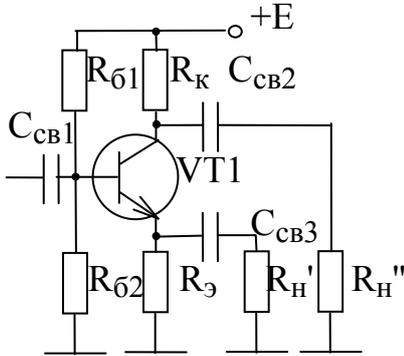


Рис. 67

Достоинствами каскада с разделённой нагрузкой являются малые частотные и фазовые искажения, простота схемы.

Обозначим сопротивления нагрузок со стороны коллектора и эмиттера через R_0' и R_0'' , где

$$R_0' = R_э \cdot R_{Н'} / (R_э + R_{Н'}),$$

$$R_0'' = R_к \cdot R_{Н''} / (R_к + R_{Н''}).$$

Сопротивление базового делителя

$$R_{дел} = R_{б1} \cdot R_{б2} / (R_{б1} + R_{б2}).$$

Со стороны эмиттерной цепи в каскад вносится последовательная по току отрицательная обратная связь. Воспользовавшись формулой пересчета сопротивлений из эмиттерной цепи в базовую, получим

$$h_{11эос} = h_{11э} + (1 + h_{21э}) \cdot R_0'.$$

Отсюда коэффициенты усиления по соответствующим выходам

$$K' = (1 + h_{21э}) \cdot R_0' / h_{11эос} = (1 + h_{21э}) \cdot R_0' / [h_{11э} + (1 + h_{21э}) \cdot R_0']$$

$$K'' = h_{21э} \cdot R_0'' / h_{11эос} = h_{21э} \cdot R_0'' / [h_{11э} + (1 + h_{21э}) \cdot R_0'].$$

При $R_к = R_э$ и $R_{Н'} = R_{Н''}$, а также $h_{21э} \gg 1$, $K' \approx K'' < 1$.

Входное сопротивление схемы

$$R_{вх} = R_{дел} \cdot h_{11эос} / (R_{дел} + h_{11эос}).$$

Выходное сопротивление по двум выходам

$$R_{вых}' = R_э \cdot h_{11б} / (R_э + h_{11б}), \quad R_{вых}'' = R_к$$

где $h_{11б} = [R_с \cdot R_{дел} / (R_с + R_{дел}) + h_{11э}] / (1 + h_{21э})$.

Из полученных соотношений нетрудно заметить недостатки каскада. Коэффициент усиления по напряжению у него меньше единицы. Различаются выходные сопротивления коллекторной и эмиттерной цепей, что ведёт к необходимости элементов согласования с двухтактным каскадом. В противном случае увеличиваются нелинейные искажения. При работе на низкоомную нагрузку (входное сопротивление двухтактного каскада обычно мало) схема с разделённой нагрузкой работает при больших коллекторных токах и больших выходных напряжениях, что сказывается на уровне нелинейных искажений и общем энергопотреблении усилителя.

Дифференциальный каскад (рис. 68) имеет широкую полосу пропускания, обладает симметрией выходов, имеет усиление по напряжению и току, но более сложен в реализации.

В этой схеме транзистор VT1 изменяет фазу сигнала $U_{\text{ВЫХ1}}$ относительно входного на 180 градусов.

Транзистор VT2, включенный по отношению к VT1 по схеме с общей базой,

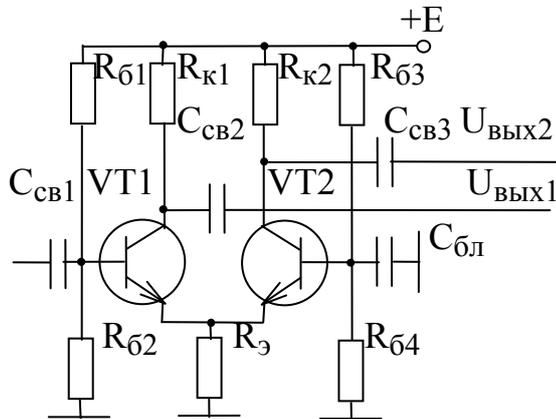


Рис. 68

усиливает сигнал, совпадающий по фазе со входным и поступающий из эмиттерной цепи VT1. Так как каскад с общей базой не изменяет фазы выходного сигнала относительно входного, то $U_{\text{ВЫХ2}}$ будет синфазно с входным напряжением.

Сигнал в эмиттерной цепи VT1 повторяет по величине входной сигнал. Каскад же с общей базой имеет усиление по напряжению такое же, как и каскад с общим эмиттером. Поэтому в результате получаем два одинаковых и противофазных напря-

жения $U_{\text{ВЫХ1}}$ и $U_{\text{ВЫХ2}}$.

Дифференциальный каскад широко используется при построении усилителей постоянного тока. Его свойства подробно изучаются далее в соответствующем разделе курса.

5.6. Тепловой режим квазилинейных каскадов

При конструировании квазилинейных каскадов, особенно с использованием транзисторов, следует обращать особое внимание на тепловой режим усилительных элементов. Допустимая мощность рассеяния транзистора в конечном итоге определяет мощность в нагрузке каскада. Эта мощность будет тем больше, чем интенсивнее отводится тепло от коллекторного перехода.

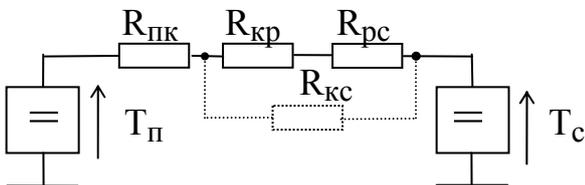


Рис. 69

Процесс отвода тепла может быть представлен эквивалентной схемой (рис. 69). В этой схеме:

$T_{\text{п}}$ и $T_{\text{с}}$ - допустимая температура перехода и температура окружающей среды,

R - сопротивления теплопередачи

(в $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$), где индексы означают:

- 1) пк - теплопередача переход-корпус транзистора,
- 2) кр - корпус - радиатор охлаждения;
- 3) рс - радиатор-среда;
- 4) кс - корпус-среда.

Значения $T_{\text{п}}$, $R_{\text{пк}}$, $R_{\text{кс}}$ приводятся в паспортных данных транзисторов. Для маломощных транзисторов указывают лишь тепловое сопротивление переход-среда

$$R_{\text{пс}} = R_{\text{пк}} + R_{\text{кс}}.$$

Величина $R_{\text{кр}}$ определяется тепловым контактом транзистора и радиатора охлаждения. Для уменьшения $R_{\text{кр}}$ поверхности транзистора и радиатора шлифуют и покрывают невысыхающей (силиконовой) смазкой. В этом случае допустимая мощность рассеяния транзистора может быть рассчитана по формуле:

$$P_{\text{рас.доп.}} = (T_{\text{п}} - T_{\text{с}}) / (R_{\text{пк}} + R_{\text{пс}}).$$

Для простейшего радиатора в виде вертикально закрепленной пластины толщиной не менее 1,5 мм площадь пластины (в кв. см) может быть найдена из соотношения:

$$S = 700 / R_{\text{пс}}.$$

Вопросы.

- 1) Что называют квазилинейным каскадом? Чем отличается его расчет?
- 2) Что называют динамическими характеристиками усилительного элемента? Какие их них Вы знаете?
- 3) Как построить нагрузочную характеристику по постоянному току?
- 4) Как построить нагрузочную характеристику по переменному току?
- 5) Что называют проходной динамической характеристикой? Как ее построить?
- 6) Чем отличается сквозная динамическая характеристика от проходной?
- 7) Для чего используется сквозная динамическая характеристика?
- 8) Какие классы усиления Вы знаете? Каковы их особенности?
- 9) Сравните энергетические показатели классов А и В.
- 10) Как устранить искажения типа "ступенька"?
- 10) Как производится расчет основных параметров квазилинейных каскадов?
- 11) В чем состоит принцип расчета коэффициента гармоник по методу Клина?
- 12) Каковы особенности двухтактных каскадов?
- 13) Дайте сравнение трансформаторных и бестрансформаторных двухтактных каскадов.
- 14) С помощью каких средств обеспечивается получение одинаковых противофазных напряжений возбуждения двухтактных каскадов?
- 15) Как обеспечивается тепловой режим квазилинейных каскадов?

6. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ И ЕЕ ВЛИЯНИЕ НА ПАРАМЕТРЫ УСИЛИТЕЛЕЙ

6.1. Общие сведения об обратных связях

Обратной связью называют связь, посредством которой усиливаемый сигнал передается в направлении, обратном нормальному, т.е. от последующих каскадов к предыдущим.

По причинам возникновения обратные связи делят на:

- внутренние, определяемые физическими свойствами усилительных элементов и вызываемые внутренними проводимостями в них;
- паразитные, зависящие от неудачного расположения элементов, монтажа, плохой фильтрации питающих напряжений;
- внешние, специально организуемые разработчиком аппаратуры, нужные для придания усилителю заданных характеристик. Внутренние и паразитные связи могут изменять свойства аппаратуры в нежелательном направлении, могут вызывать самовозбуждение устройства, при котором усилитель превращается в генератор незатухающих колебаний.

Сложение колебаний источника сигнала с колебаниями, прошедшими по цепи обратной связи, может происходить с одинаковыми фазами и тогда результирующий сигнал на входе усилителя возрастает. Если же колебания складываются в противофазе, то сигнал на входе усилителя уменьшается вследствие взаимной компенсации напряжений. В первом случае имеет место положительная обратная связь, а во втором - отрицательная. Преимущественное практическое применение получила отрицательная обратная связь, улучшающая параметры усилителей. Поэтому в дальнейшем, если не будет особо оговорено, будем предполагать, что речь идет именно об этом виде обратной связи.

Обратными связями могут охватываться как отдельные каскады, так и группы каскадов и даже усилитель в целом.

Цепь обратной связи может быть подключена ко входу и выходу усилителя разными способами, причем способ включения может оказывать различное влияние на те или иные характеристики устройства.

Если вход цепи обратной связи присоединен к выходу усилителя последовательно с нагрузкой (рис. 70 а), то напряжение обратной связи будет пропорционально току в нагрузке, и такое включение называют обратной связью по току. При параллельном включении рассматриваемых цепей (рис. 70 б) напряже-

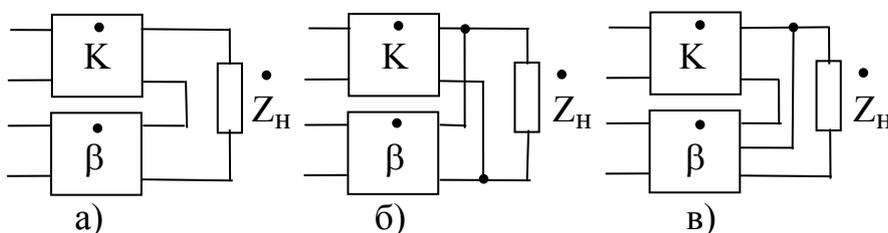


Рис. 70

напряжением пропорционально току в нагрузке, и такое включение называют обратной связью по току. При параллельном включении рассматриваемых цепей (рис. 70 б) напряже-

ние обратной связи будет пропорционально напряжению в нагрузке, и такую схему называют обратной связью по напряжению. Может иметь место и комбинационная по вы-

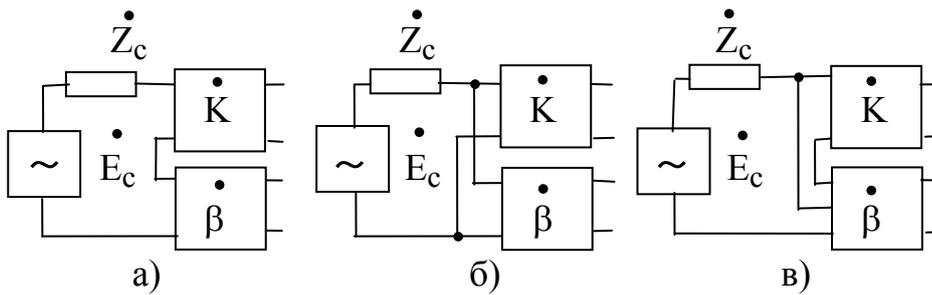


Рис. 71

ходов обратная связь (рис. 70 в).

Если источник сигнала включен последовательно с выходом цепи обратной связи (рис. 71 а), то такую обратную связь называют последовательной. При параллельном соединении источника сигнала с цепью обратной связи (рис. 71 б) реализуется параллельная обратная связь. Комбинация этих двух способов включения (рис. 71 в) позволяет осуществить комбинационную по входу обратную связь.

Рассмотрим характерные примеры схем с обратными связями. Последовательная отрицательная обратная связь по току в схеме с общим эмиттером может осуществляться за счет включения в эмиттерную цепь нешунтированного емкостью сопротивления. Схема и представление ее в виде двух четырехполюсников (самого транзистора и цепи обратной связи без второстепенных элементов) дана на рис. 72.

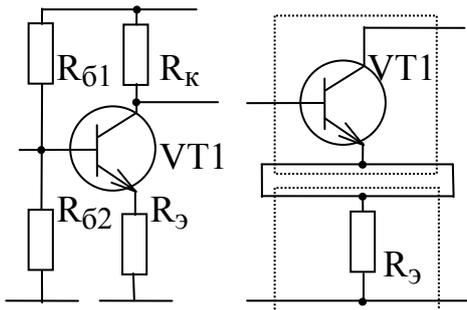


Рис. 72

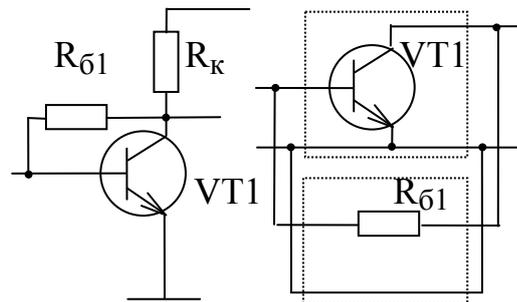


Рис. 73

Пример схемы с параллельной обратной связью по напряжению и ее представление в виде соответствующих четырехполюсников показан на рис. 73.

Схемы с общей базой и с общим коллектором представляют, в сущности, схему с общим эмиттером, охваченную 100% внешней обратной связью (парал-

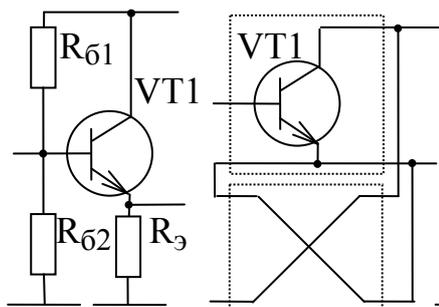


Рис. 74

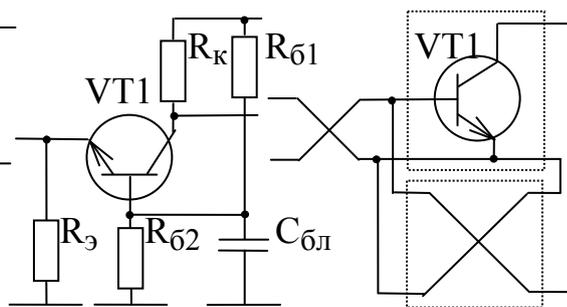


Рис. 75

лельной по току и последовательной по напряжению соответственно). В этом можно убедиться, изобразив эти схемы в виде четырехполюсников (рис. 74 и рис. 75). В схеме с общей базой для сохранения фазовых соотношений между входным и выходным сигналами на входе включен инвертирующий четырехполюсник.

Последующий анализ подтверждает такое представление данных схем с точки зрения влияния обратных связей на их параметры.

6.2. Влияние обратных связей на параметры усилителя

Оценим влияние обратной связи на параметры усилителя на примере последовательной обратной связи по напряжению (Рис. 76).

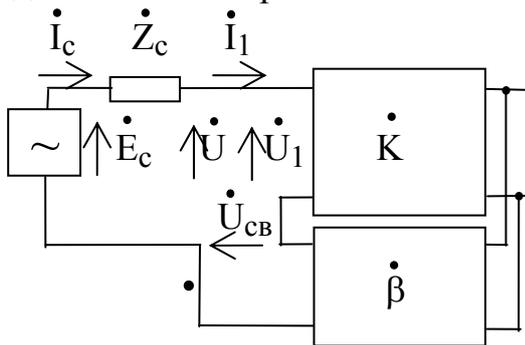


Рис. 76

Приняв произвольно ЭДС источника сигнала E_c направленной вверх, и, полагая обратную связь положительной, получим направления напряжений и токов, показанные на рис. 76 стрелками.

Будем иметь в виду очевидные выражения для нахождения коэффициента усиления по напряжению K без обратной связи, коэффициента передачи цепи обратной

связи β и входного тока схемы I_1

$$K = \dot{U}_2 / \dot{U}_1; \quad \beta = \dot{U}_{cb} / \dot{U}_2; \quad \dot{I}_1 = \dot{I}_c = \dot{U}_1 / \dot{Z}_{BX}.$$

Составим уравнение Кирхгофа для входной цепи

$$\dot{E}_c = \dot{I}_c \cdot \dot{Z}_c + \dot{U}_1 - \dot{U}_{cb}.$$

Подставим указанные выше соотношения. Тогда

$$\dot{E}_c = \dot{U}_1 \cdot \dot{Z}_c / \dot{Z}_{BX} + \dot{U}_1 - \beta \cdot K \cdot \dot{U}_1 = \dot{U}_1 \cdot \left(\frac{\dot{Z}_c + \dot{Z}_{BX}}{\dot{Z}_{BX}} - \beta \cdot K \right).$$

Но $\alpha = \frac{\dot{Z}_{BX}}{\dot{Z}_c + \dot{Z}_{BX}}$ - коэффициент передачи входной цепи. Отсюда

можно найти сквозной коэффициент усиления схемы с обратной связью

$$K_{e\text{oc}} = \dot{U}_2 / \dot{E}_c = \frac{\dot{U}_1 \cdot K}{\dot{U}_1 (1/\alpha - \beta \cdot K)} = \frac{\alpha \cdot K}{1 - \alpha \cdot \beta \cdot K} = \frac{K_e}{1 - \beta \cdot K_e},$$

где $K_e = \alpha \cdot K$ - сквозной коэффициент усиления схемы без обратной связи.

Аналогичное соотношение можно получить и для других способов подключения обратной связи. Таким образом, введение в устройство обратной связи изменяет его сквозной коэффициент усиления в $1 - \beta \cdot K_e$ раз. Произведение

$\beta \cdot K_e$, представляющее собой коэффициент усиления напряжения вдоль всей петли цепи обратной связи, называют петлевым усилением.

При вещественном и положительном произведении $\beta \cdot K_e$ обратная связь положительна, так как направление напряжения обратной связи совпадает с направлением ЭДС источника сигналов. Тогда

$$K_{e \text{ пос}} = K_e / (1 - \beta \cdot K_e)$$

и усиление возрастает. При $\beta \cdot K_e \geq 1$ усилитель превращается в источник незатухающих колебаний (самовозбуждается). Ухудшение параметров усилителя, нестабильность усиления, склонность к самовозбуждению препятствуют применению положительной обратной связи.

При вещественном и отрицательном $\beta \cdot K_e$ обратная связь отрицательна. Тогда

$$K_{e \text{ оос}} = K_e / (1 + \beta \cdot K_e)$$

и усиление устройства снижается в $(1 + \beta \cdot K_e)$ раз. Данную сумму называют глубиной обратной связи.

Цепи обратной связи обычно потребляют незначительную часть энергии выходного сигнала. Учитывая это, из схемы на рис. 76 можно увидеть, что последовательная обратная связь не изменяет коэффициент усиления тока $K_{\text{тос}} = I_2 / I_c$, практически не отличающийся от аналогичной величины без обратной связи $K_T = I_2 / I_1$.

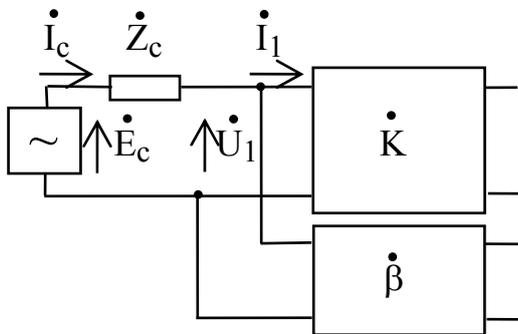


Рис. 77

Параллельная обратная связь (рис. 77) не изменяет коэффициент усиления по напряжению $K_{\text{оос}} = U_2 / U_1$ так как напряжение на входе устройства при наличии и отсутствии обратной связи одно и то же.

Обратная связь изменяет как входное, так и выходное сопротивление устройства, которое она охватывает. Характер изменения входного сопротивления определяется

способом введения связи во входную цепь и не зависит от способа ее снятия с цепи выхода. В то же время характер изменения выходного сопротивления определяется способом снятия связи с выходной цепи и не зависит от способа ее введения во входную цепь.

При последовательной обратной связи (рис. 76) найдем $Z_{\text{вх оос}} = U / I_1 = (U_1 - U_{\text{св}}) / I_1 = U_1 \cdot (1 - U_{\text{св}} / U_1) / I_1 = Z_{\text{вх}} \cdot (1 - \beta \cdot K)$.

При отрицательной связи $\beta \cdot K$ отрицательно и

$$Z_{\text{вх оос}} = Z_{\text{вх}} \cdot (1 + \beta \cdot K).$$

Если $Z_{\text{вх}}$ имеет активную и емкостную составляющие, то

$$R_{\text{ВХ оос}} = R_{\text{ВХ}} \cdot (1 + \beta \cdot K) \quad \text{и} \quad C_{\text{ВХ оос}} = C_{\text{ВХ}} / (1 + \beta \cdot K).$$

Отсюда видно, что последовательная отрицательная обратная связь увеличивает активное входное сопротивление той части устройства, которую она охватывает, и уменьшает входную емкость.

При параллельной обратной связи (рис. 77) входная проводимость устройства с обратной связью $\dot{Y}_{\text{ВХ оос}} = 1 / \dot{Z}_{\text{ВХ оос}}$ определяется через входную проводимость усилителя $\dot{Y}_{\text{ВХ}} = 1 / \dot{Z}_{\text{ВХ}}$ и проводимость цепи обратной связи $\dot{Y}_{\text{СВ}} = 1 / \dot{Z}_{\text{СВ}}$, т.е.

$$\dot{Y}_{\text{ВХ оос}} = \dot{I}_c / \dot{U}_1 = (\dot{I}_1 + \dot{I}_{\text{СВ}}) / \dot{U}_1 = \dot{I}_1 / \dot{U}_1 + (\dot{U}_1 - \dot{U}_2) / (\dot{Z}_{\text{СВ}} \cdot \dot{U}_1) = \dot{Y}_{\text{ВХ}} + \dot{Y}_{\text{СВ}} \cdot (1 - K).$$

При отрицательной обратной связи минус перед K обращается в плюс

$$Y_{\text{ВХ оос}} = Y_{\text{ВХ}} + Y_{\text{СВ}} \cdot (1 + K).$$

$$\text{Отсюда} \quad Z_{\text{ВХ оос}} = 1 / Y_{\text{ВХ оос}} = Z_{\text{ВХ}} \cdot Z_{\text{СВ}} / [Z_{\text{ВХ}} \cdot (1 + K) + Z_{\text{СВ}}].$$

Таким образом, параллельная отрицательная обратная связь увеличивает входную проводимость, т.е. снижает входное сопротивление той части устройства, которую она охватывает.

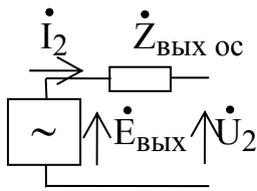


Рис. 78

Рассмотрим теперь выходную цепь усилителя, охваченного обратной связью (рис. 78). Для оценки влияния обратной связи на его выходное сопротивление воспользуемся методом холостого хода и короткого замыкания.

При холостом ходе $I_2 = 0$, а, следовательно,

$$E_{\text{ВЫХ}} = U_{2\text{ХХ}}.$$

Тогда, при коротком замыкании на выходе вся ЭДС $E_{\text{ВЫХ}}$ будет приложена к $Z_{\text{ВЫХ оос}}$. Отсюда $Z_{\text{ВЫХ оос}} = U_{2\text{ХХ}} / I_{2\text{КЗ}}$. Поэтому наша задача заключается в определении $U_{2\text{ХХ}}$ и $I_{2\text{КЗ}}$. Но

$$U_{2\text{ХХ}} = U_{1\text{ХХ}} \cdot K \quad \text{и} \quad I_{2\text{КЗ}} = U_{1\text{КЗ}} \cdot K / Z_{\text{ВЫХ}},$$

где $Z_{\text{ВЫХ}}$ - выходное сопротивление усилителя без обратной связи (т.к. при коротком замыкании на выходе обратная связь исчезает). Отсюда возникает задача найти $U_{1\text{ХХ}}$ и $U_{1\text{КЗ}}$.

Как видно из рис. 76, для последовательной связи входное напряжение при холостом ходе и коротком замыкании на выходе связано с напряжением обратной связи $U_{\text{СВ}}$ и ЭДС источника сигнала E_c соотношениями

$$U_{1\text{ХХ}} = [Z_{\text{ВХ}} / (Z_c + Z_{\text{ВХ}})] \cdot (E_c + U_{\text{СВХХ}}) = \alpha \cdot (E_c + U_{\text{СВХХ}}),$$

$$U_{1\text{КЗ}} = [Z_{\text{ВХ}} / (Z_c + Z_{\text{ВХ}})] \cdot (E_c + U_{\text{СВКЗ}}) = \alpha \cdot (E_c + U_{\text{СВКЗ}}).$$

С учетом второго из этих выражений найдем выходное сопротивление схемы с обратной связью

$$\dot{Z}_{\text{ВЫХ оос}} = \dot{U}_{2\text{ХХ}} / \dot{I}_{2\text{КЗ}} = \dot{U}_{1\text{ХХ}} \cdot \dot{Z}_{\text{ВЫХ}} / \dot{U}_{1\text{КЗ}} = \dot{U}_{1\text{ХХ}} \cdot \dot{Z}_{\text{ВЫХ}} \cdot \alpha / (\dot{E}_c + \dot{U}_{\text{СВКЗ}}).$$

Но при коротком замыкании на выходе $U_{\text{СВКЗ}} = 0$. Тогда, подставив сюда значение E_c из выражения для $U_{1\text{XX}}$, получим

$$\dot{Z}_{\text{ВЫХ ОС}} = U_{1\text{XX}} \cdot \dot{Z}_{\text{ВЫХ}} \cdot \alpha / ((U_{1\text{XX}} / \alpha) - U_{\text{СВХХ}}) = \dot{Z}_{\text{ВЫХ}} / (1 - \alpha \cdot U_{\text{СВХХ}} / U_{1\text{XX}}).$$

Из очевидных соотношений $K = U_2 / U_1$ и $\beta = U_{\text{СВХХ}} / U_2$, получим

$$\dot{Z}_{\text{ВЫХ ОС}} = \dot{Z}_{\text{ВЫХ}} / (1 - \alpha \cdot \beta \cdot K) = \dot{Z}_{\text{ВЫХ}} / (1 - \beta \cdot K_e),$$

где, как известно, $K_e = \alpha \cdot K$.

Можно показать, что последний вариант записи пригоден как для последовательной, так и для параллельной обратной связи.

Если связь отрицательная, то, как было показано ранее, минус в знаменателе обращается в плюс

$$Z_{\text{ВЫХ ООС}} = Z_{\text{ВЫХ}} / (1 + \beta \cdot K_e).$$

Таким образом, отрицательная обратная связь по напряжению уменьшает выходное сопротивление усилителя. Благодаря этому свойству, можно снизить потери мощности при передаче сигнала в нагрузку.

При обратной связи по току $U_{\text{СВХХ}} = 0$. Тогда

$$\dot{Z}_{\text{ВЫХ ОС}} = U_{1\text{XX}} \cdot \dot{Z}_{\text{ВЫХ}} / U_{1\text{КЗ}} = E_c \cdot \dot{Z}_{\text{ВЫХ}} / (E_c + U_{\text{СВКЗ}}) = \dot{Z}_{\text{ВЫХ}} \cdot (1 - \alpha \cdot U_{\text{СВКЗ}} / U_{1\text{КЗ}}).$$

Отсюда

$$Z_{\text{ВЫХ ООС}} = Z_{\text{ВЫХ}} \cdot (1 + \beta \cdot K_e).$$

Таким образом, отрицательная обратная связь по току увеличивает выходное сопротивление усилителя.

Теперь оценим влияние обратной связи на искажения, вносимые в виде фона, шумов, помех и дополнительных гармонических составляющих при нелинейных преобразованиях (нелинейных искажений). Все эти составляющие отсутствуют в исходном сигнале и могут быть представлены в виде напряжения искажений $U_{\text{и}}$ при отсутствии обратной связи и при наличии ее $U_{\text{и ОС}}$. При отрицательной обратной связи эти искажения будем обозначать как $U_{\text{и ОС}}$.

Так как обратная связь отрицательна, то искажения будут результатом вычитания из исходного напряжения сигнала, прошедшего через четырехполюсники: обратной связи с коэффициентом передачи β , входной цепи с коэффициентом передачи α и сам усилитель с коэффициентом усиления K . Отсюда

$$U_{\text{и ОС}} = U_{\text{и}} - U_{\text{и ОС}} \cdot \alpha \cdot \beta \cdot K.$$

Тогда

$$U_{\text{и ОС}} = U_{\text{и}} / (1 + \beta \cdot K_e).$$

Следовательно, отрицательная обратная связь уменьшает фон, шумы, помехи и нелинейные искажения, вносимые усилителем. Данное обстоятельство способствует получению усилителей с высокой верностью воспроизведения сигналов. В частности, можно найти связь между коэффициентом нелинейных искажений при обратной связи $K_{\Gamma \text{ ОС}}$ и без нее - K_{Γ}

$$K_{\Gamma \text{ ОС}} = K_{\Gamma} / (1 + \beta \cdot K_e).$$

Усилительные устройства могут изменять свои параметры, в частности, коэффициент усиления под действием дестабилизирующих факторов. К ним можно отнести: изменение питающих напряжений, изменение температуры окружающей среды, старение электрорадиоэлементов, замену их при ремонте и т.п.

Непостоянство коэффициента усиления оценивают отношением

$$dq = d[K_e] / K_e,$$

где $d[K_e]$ - дифференциал сквозного коэффициента усиления. Для усилителя с отрицательной обратной связью

$$dq_{оос} = d[K_{e оос}] / K_{e оос} = d[K_e / (1 + \beta \cdot K_e)] / (K_e / (1 + \beta \cdot K_e)) = dq / (1 + \beta \cdot K_e).$$

Таким образом, отрицательная обратная связь уменьшает нестабильность усиления. Это свойство обратной связи позволяет создавать усилители с высокой стабильностью коэффициента усиления.

Обратная связь изменяет амплитудно-частотную, фазовую и переходную характеристики усилителя. Аналитическое нахождение этих характеристик возможно при подстановке в формулу для $K_{e оос}$ комплексных значений для K_e и β . Однако эти расчеты довольно трудоемки. Поэтому произведем качественную оценку этих изменений, учитывая взаимную связь между искомыми характеристиками. С этой целью рассмотрим влияние обратной связи на одну из них, например, амплитудно-частотную характеристику.

Характер действия обратной связи в значительной степени зависит от свойств четырехполюсника обратной связи. Если он не содержит реактивных элементов, способных оказать влияние на его коэффициент передачи в интересующей нас полосе частот, то считают обратную связь частотно-независимой. В противном случае ее считают частотно-зависимой.

Наличие в схеме самого усилителя реактивных элементов приводит к неравномерности усиления устройства на различных частотах. Как мы уже убедились, отрицательная обратная связь уменьшает нестабильность усиления. Поэтому при введении частотно-независимой (ЧНОС) отрицательной обратной связи за счет стабилизации изменения коэффициента усиления расширяется полоса пропускания и во столько же раз снижается коэффициент усиления.

При частотно-зависимой (ЧЗОС) обратной связи появляется дополнительная возможность за счет подбора необходимой формы амплитудно-частотной характеристики цепи обратной связи воздействовать на результирующий коэффициент усиления в тех областях частот, где его нужно изменить. Таким образом, частотно-зависимая обратная связь изменяет амплитудно-частотную характеристику устройства по закону, обратному закону изменения коэффициента передачи цепи обратной связи β с частотой и может быть использована для создания необходимых ее форм.

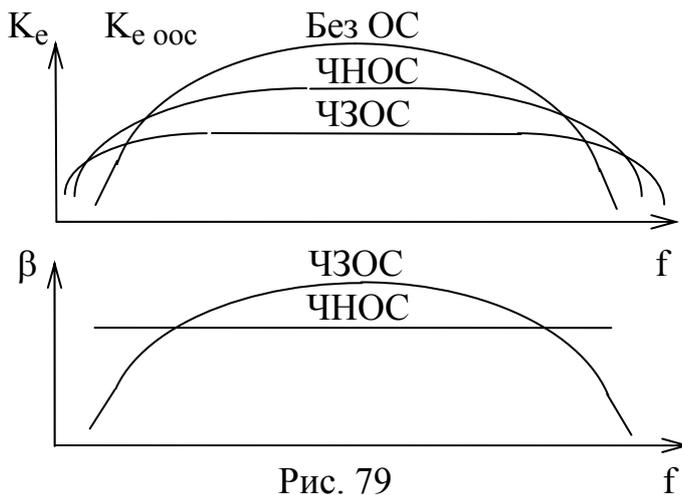


Рис. 79

Рис. 79 иллюстрирует влияние отрицательной обратной связи на амплитудно-частотную характеристику усилителя.

6.3. Устойчивость усилителей с обратными связями

Наличие фазовых сдвигов на различных частотах за счет действия реактивных элементов в схеме, как в самом усилителе, так и в цепи обратной связи может привести к созданию условий самовозбуждения. Действительно, если в выражении

$$K_{e \text{ оос}} = K_e / (1 + \beta \cdot K_e)$$

хотя бы на одной из частот за пределами полосы пропускания дополнительный фазовый сдвиг составит $\pm 180^\circ$, а петлевое усиление будет единичным, то при $\beta \cdot K_e = -1$ коэффициент усиления станет бесконечно большим. Любое случайное воздействие, например, от тепловых шумов вызовет появление на выходе усилителя незатухающих колебаний с частотой, при которой произошло выполнение указанного условия. Это явление, как ранее отмечалось, называют самовозбуждением устройства.

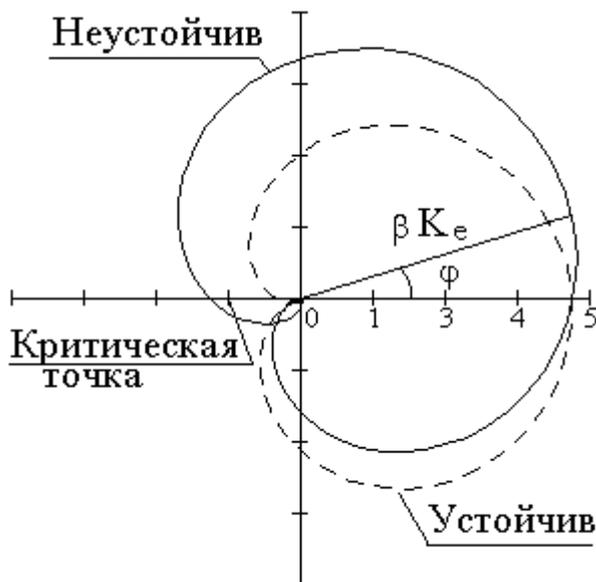


Рис. 80

Самовозбуждением устройства. Самовозбуждающийся усилитель не может усиливать подводимые к нему сигналы, так как вырабатывает свои колебания. Предотвращение такой ситуации является одной из основных задач проектирования устройств с обратной связью.

Устойчивым называют такой усилитель, который не самовозбуждается в рабочих условиях.

Простой и наглядный критерий устойчивости был сформулирован Найквистом. Он основывается на анализе хода частотно-фазовой характеристики петлевого усиления (годографа петлевого усиления). Согласно этому

критерию устройство является устойчивым, если точка с координатами $(-1, 0)$

находится вне замкнутой кривой, описываемой концом вектора $\beta \cdot K_e$ при изменении частоты от 0 до ∞ (рис. 80). В этой точке реализуются условия баланса амплитуд и фаз, необходимые для самовозбуждения.

Степень приближения годографа $\beta \cdot K_e$ к критической точке называют запасом устойчивости усилителя. Из-за производственного разброса номиналов элементов схемы, старения, температурных воздействий следует проектировать усилитель с запасом устойчивости.

Критерий Найквиста достаточно нагляден, однако при большом числе каскадов требует сложных расчетов с комплексными величинами.

На практике более удобен критерий Боде, основанный на построении и последующем анализе так называемых асимптотических частотных и фазовых характеристик. Это упрощенные частотные и фазовые характеристики, построенные в логарифмическом масштабе.

Для амплитудно-частотных характеристик логарифмический масштаб позволяет заменить умножение коэффициентов усиления отдельных каскадов сложением соответствующих им величин в дБ. Например, идеализированное выражение для высокочастотного спада амплитудно-частотной характеристики резисторного одиночного каскада будет иметь следующий вид:

$$K = K_0 \cdot f_{BC} / f \quad (f > f_{BC}),$$

$$K = K_0 \quad (f \leq f_{BC}),$$

где K_0 - усиление на тех частотах, где практически не проявляется влияние реактивных элементов, а

f_{BC} - частота верхнего среза каскада.

Изменяя за частотой среза текущую частоту в 10 раз, получаем уменьшение K также в 10 раз (усиление падает на 20 дБ). До частоты среза идеализированная амплитудно-частотная характеристика полагается линейной.

Фазовая характеристика $\varphi = \arctg(f / f_{BC})$ может быть аппроксимирована следующим образом:

$$\begin{aligned} \varphi &= 0^\circ & f &\leq (f_{BC} / 10), \\ \varphi &= -45^\circ \cdot (1 + \lg(f / f_{BC})) & (f_{BC} / 10) &< f \leq (10 \cdot f_{BC}), \\ \varphi &= -90^\circ & f &> (10 \cdot f_{BC}). \end{aligned}$$

Таким образом, в полулогарифмическом масштабе диаграмма фазового сдвига может быть представлена тремя отрезками прямых. Изломы диаграммы соответствуют частотам $f_{BC} / 10$ и $10 \cdot f_{BC}$.

Максимальная погрешность аппроксимации амплитудно-частотной характеристики составляет 3 дБ на частоте среза, а погрешность отображения фазового сдвига не превышает 6° на частотах $f_{BC}/10$, $f_{BC}/2$, $2 \cdot f_{BC}$ и $10 \cdot f_{BC}$. Для инженерных расчетов такая погрешность допустима, что дает возможность существенно упростить построения и расчеты.

Аналогичная картина наблюдается в области низких частот с тем лишь различием, что спад амплитудно-частотной характеристики будет ниже частоты низкочастотного среза, а набег фазы положителен (рис. 81).

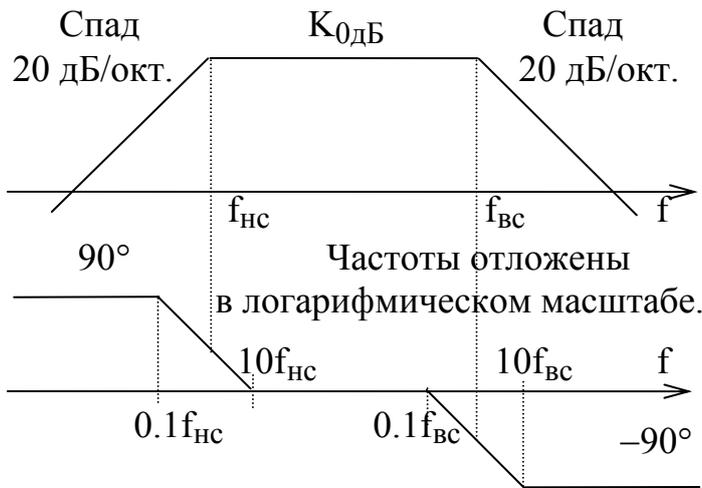


Рис. 81

суммарная амплитудно-частотная характеристика имеет несколько изломов, соответствующих разным частотам среза у каскадов.

На рис. 82 показан пример построения в области высоких частот асимптотической амплитудно-частотной характеристики двухкаскадного усилителя с коэффициентами усиления каскадов $K_{1\text{дБ}}$, $K_{2\text{дБ}}$, коэффициентом передачи входной цепи $\alpha_{\text{дБ}}$ и цепи частотно-независимой обратной связи $\beta_{\text{дБ}}$. Аналогично производится построение и в области низких частот. Общий петлевой коэффициент усиления у-

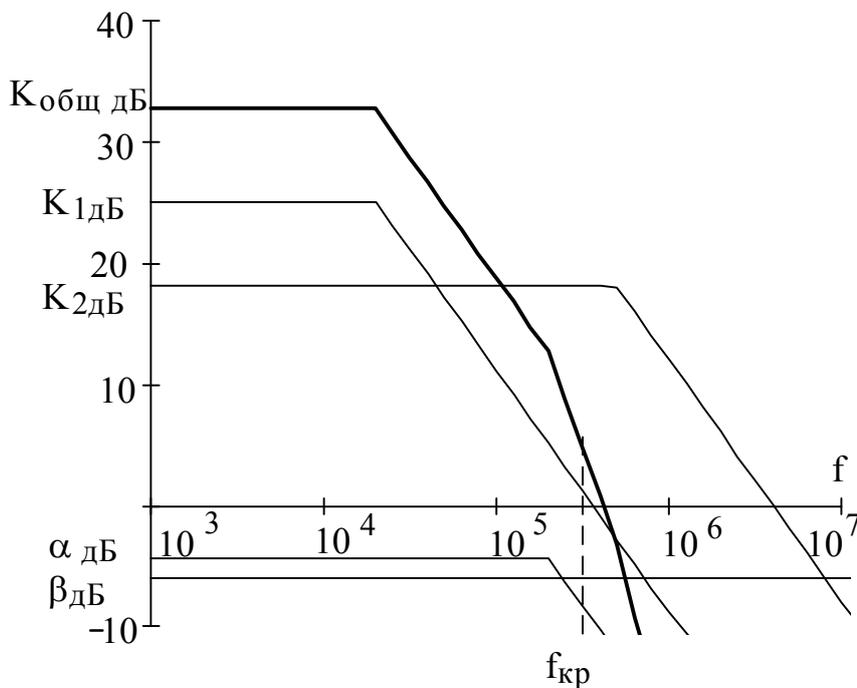


Рис. 82

ройдства $K_{\text{общ}} \text{ дБ}$ найден графическим суммированием ординат всех графиков.

На рис. 83 построены асимптотические фазовые характеристики φ_1 , φ_2 , $\varphi_{\text{вх}}$, отдельных звеньев этого же усилителя и общая фазовая характеристика всего устройства. Заметим, что фазовый сдвиг цепи выбранного вида обратной связи во всем диапазоне интересующих нас частот равен нулю.

В соответствии с критерием Боде усилитель с обратной связью будет абсолютно устойчив, если на всех

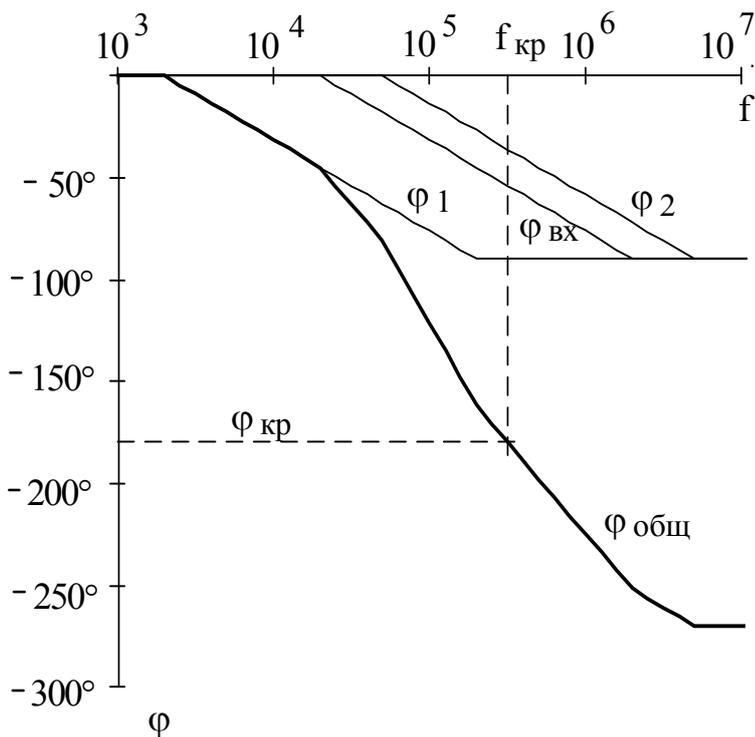


Рис. 83

абсолютно устойчив, если на всех частотах, при которых $K_{\text{общ}}$ дБ больше нуля, фазовый сдвиг меньше критического ($\pm 180^\circ$). В приведенном примере это условие не выполняется и с критической частотой $f_{\text{кр}}$ на выходе устройства появятся незатухающие колебания. Исправить положение можно уменьшением глубины обратной связи т.е. уменьшением коэффициента передачи β до того значения, при котором пересечение графиком $K_{\text{общ}}$ дБ уровня 0 дБ произойдет до точки $f_{\text{кр}}$.

Вопросы

- 1) Укажите причины появления обратных связей.
- 2) Приведите характерные примеры схем с обратными связями.
- 3) Оценить влияние обратной связи на сквозной коэффициент усиления.
- 4) Как отрицательная обратная связь изменяет входное сопротивление усилителя?
- 5) Оценить влияние обратной связи на выходное сопротивление усилителя.
- 6) Как отрицательная обратная связь влияет на нестабильность усиления?
- 7) Оценить влияние обратной связи на искажения сигналов в усилителе.
- 8) Как обратные связи влияют на частотные, фазовые и переходные характеристики?
- 9) Опишите анализ устойчивости устройства по критерию Найквиста.
- 10) Опишите анализ устойчивости устройства по критерию Боде.

Литература

1. Остапенко Г.С. Усилительные устройства. – М.: Радио и связь, 1989.