

Федеральное агентство по образованию
Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
Владимирский государственный университет
Кафедра радиотехники и радиосистем

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Методические указания к курсовому проектированию

Составитель
В.А. ЕФИМОВ

Владимир 2005

УДК 621.375.1(075)

ББК 32.849-046

П79

Рецензент

Кандидат технических наук, доцент

Владимирского государственного университета

К.В. Татмышевский

Печатается по решению редакционно-издательского совета
Владимирского государственного университета

Проектирование транзисторных усилителей низкой частоты: метод. указания к курсовому проектированию / сост.: В. А. Ефимов; Владим. гос. ун-т. – Владимир: Ред.-издат. комплекс ВлГУ, 2005. – 44 с.

Изложен порядок расчета усилительных каскадов тракта низкой частоты на дискретных элементах. Приведены методы оценки вносимых усилителем линейных и нелинейных частотных искажений. Описываются схемы регулировки громкости и тембра в усилителях звуковых частот, а также способы защиты от перегрузки их выходных каскадов.

Ставится цель – научить студентов использовать для расчета усилительного устройства по заданным техническим требованиям сведения, полученные при изучении теоретического курса «Схемотехника аналоговых устройств».

Указания предназначены для курсового и дипломного проектирования студентов высших учебных заведений специальностей 200700 – радиотехника, 071500 – радиофизика и электроника, 201500 – бытовая радиоэлектронная аппаратура дневной и заочной форм обучения.

Табл. 2. Ил. 22. Библиогр: 6 назв.

УДК 621.375.1(075)

ББК 32.849-046

1. СОДЕРЖАНИЕ И ОБЪЕМ КУРСОВОГО ПРОЕКТА

Курсовой проект состоит из пояснительной записки, включающей в себя описательную, расчетную, конструкторско-технологическую и графическую части.

В описательной части записки приводится обзор существующих устройств, аналогичных проектируемому. Выбор и обоснование структурной и принципиальной схемы усилителя сопровождается соответствующими расчетами.

Расчетная часть содержит подробный расчет принципиальной схемы усилителя и его общих характеристик.

Конструкторско-технологическая часть состоит из разработки топологии печатной платы разработанного усилителя и описания технологии её изготовления.

В графическую часть входят принципиальная схема и сборочный чертеж печатной платы усилителя.

Пояснительная записка (ПЗ) должна быть написана или отпечатана на одной стороне формата А4 и иметь объем 25 – 30 страниц текста. ПЗ состоит из следующих разделов:

1. Титульный лист.
2. Содержание.
3. Задание.
4. Анализ исходных данных, обоснование и выбор структурной схемы усилителя.
5. Расчет принципиальной схемы усилителя, включающий в себя выбор режимов работы каскадов, расчет элементов электрической схемы, коэффициентов усиления, частотных и нелинейных искажений всего усилительного тракта.
6. Описание конструкции.
7. Список использованной литературы.
8. Приложение (принципиальная схема, перечень элементов к принципиальной схеме, чертеж печатной платы).

Текст ПЗ разбивается на разделы. Каждый раздел начинается с новой страницы и обозначается арабской цифрой. Раздел может быть разбит на подразделы, пункты, имеющие названия и обозначаемые также арабскими цифрами.

Графики статических и динамических вольтамперных характеристик транзисторов, используемые при расчетах, выполняются на миллиметровой бумаге и располагаются в тексте. На них строятся нагрузочные линии по постоянному и переменному току. Рабочие точки транзисторов указываются на нагрузочных прямых в своих крайних положениях, а также в отсутствии входного сигнала. Там же приводятся амплитудные значения токов и напряжений на выводах активных элементов. Рисунки располагаются в тексте после ссылки на них. При оформлении расчетов вначале приводится формула, затем подставляются в неё числовые значения переменных и записывается конечный результат. Значения номинантов элементов выбираются в соответствии с прил. 1, 2, 3. В конце каждого раздела делается сводка результатов расчета.

Чертежи выполняются в карандаше на чертежной бумаге формата А3 в соответствии с требованиями ГОСТ(ов) и ЕСКД.

1.1. Задание на курсовой проект

Задание представляет собой технические условия, по которым необходимо спроектировать усилитель низкой частоты (УНЧ): радиоэлектронное устройство, широко применяемое в бытовой и измерительной технике. Его структурная схема в общем виде содержит следующие элементы (рис.1):

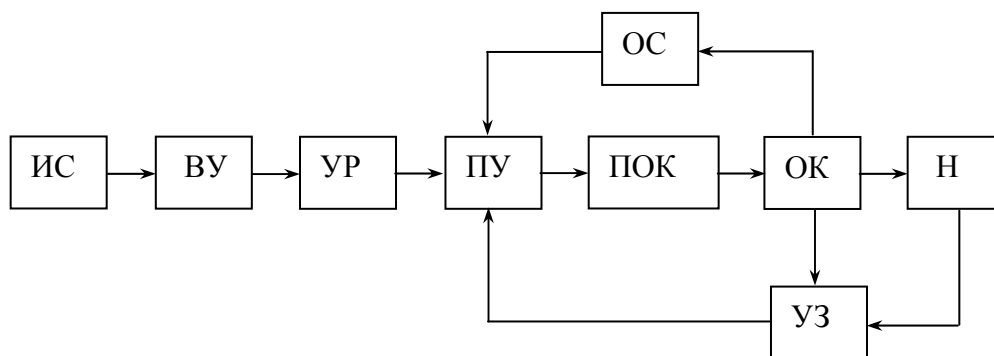


Рис. 1. Структурная схема УНЧ

– источник сигналов (ИС) и нагрузку усилителя (Н);

- окончательный усилительный каскад (ОК), выдающий в цепь нагрузки требуемую выходную (полезную) мощность;
- предоконечный усилительный каскад (ПОК), необходимый для возбуждения ОК;
- предварительный усилительный каскад (ПУ);
- устройство ручной или автоматической регулировки усиления и тембра (УР);
- входное устройство (ВУ) согласования выходного сопротивления источника сигналов с входным сопротивлением усилителя;
- цепь отрицательной обратной связи (ОС), применяемую для коррекции частотной характеристики УНЧ, снижения уровня нелинейных искажений и шумов, стабилизации коэффициента усиления и исходных режимов работы транзисторов;
- устройство защиты от перегрузки (УЗ) усилителя по выходу (входу).

Конкретный УНЧ может содержать не все элементы, показанные на рис. 1.

Исходные данные устанавливают основное назначение, технические и тактико-технические характеристики, показатели качества, предъявляемые к разрабатываемому усилителю. В техническом задании (ТЗ) на проектирование УНЧ должны быть указаны следующие исходные данные:

- назначение усилителя;
- номинальная выходная мощность $P_{\text{вых}}$ (0,1 – 100 Вт);
- сопротивление нагрузки $R_{\text{н}}$ (2 Ом – 1 кОм);
- величина нелинейных искажений $K_{\text{Г}}$ (коэффициент гармоник в процентах) при выходной мощности, равной половине номинальной;
- рабочий диапазон частот усиливаемых сигналов от $F_{\text{н}}$ (10–300 Гц) до $F_{\text{в}}$ (10 – 100 кГц), определяемых при уровне линейных частотных искажений на этих частотах $M_{\text{н}}$ и $M_{\text{в}}$, равный 3 дБ;
- динамический диапазон регулировок громкости и тембра в децибелах;
- выходное сопротивление источника сигнала $R_{\text{ист}}$ (0,1–100 кОм);
- выходное напряжение источника $U_{\text{ист}}$ (0,01-1 В) усиливаемого сигнала;
- тип выходного каскада усилителя мощности;
- диапазон рабочих температур от T_{min} до T_{max} в градусах Цельсия.

1.2. Порядок проектирования усилителя УНЧ

Проектирование следует начинать с тщательного изучения технического задания, после чего можно приступить к эскизному проектированию, которое выполняется в следующем порядке:

- на основании обзора имеющейся научно-технической литературы выбираются варианты схем;
- определяется число каскадов с распределением усиления по каскадам;
- распределяются по каскадам уровни частотных искажений.

При эскизном проектировании выбирается структурная схема усилителя и принимается решение о целесообразности включения отдельных блоков в многокаскадный усилитель. Затем переходят к выбору принципиальных схем отдельных каскадов и составлению ориентировочной общей принципиальной схемы. Далее на основе ТЗ проводятся:

- предварительные расчеты энергетических параметров усилителя;
- разрабатываются электрические схемы каскадов и выбираются типы применяемых в них транзисторов;
- подробно рассчитываются рабочие режимы каждого из каскадов по постоянному и переменному току. Уточняются номиналы элементов электрической схемы;
- рассчитывается коэффициент гармоник, верхняя и нижняя рабочие частоты усилителя;
- рассчитываются цепи отрицательной обратной связи и определяются параметры и характеристики усилителя с ОС;
- выбираются схемы регулировки усиления и тембра и рассчитываются номиналы их элементов;
- выбираются и рассчитываются схемы устройств защиты усилителя от перегрузки;
- определяются требования к конструкции печатной платы и технологии её изготовления.

Покаскадный расчет выполняется в направлении от выхода к входу усилителя. Это объясняется тем, что условия работы каждого предшествующего каскада определяются режимом работы последующего каскада.

2. РАСЧЕТ ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ СХЕМ УНЧ

2.1. Оконечные каскады усилителей

Оконечные каскады (ОК) усиления обеспечивают заданную полезную мощность в нагрузке. Их выполняют как по трансформаторной, так и по бестрансформаторной схемам. Поскольку транзисторы в оконечных каскадах работают с сигналами, близкими к предельно допустимым, то схемы рассчитывают графо-аналитическим методом по входным и выходным характеристикам транзисторов. При разработке электрической схемы оконечного каскада должны быть учтены следующие требования: назначение усилителя, номинальная мощность выходного сигнала при заданном сопротивлении нагрузки, допустимый уровень линейных и нелинейных искажений. Например, при мощности усилителя 5 – 15 мВт и малом уровне нелинейных искажений применяются однотактные резистивные оконечные каскады, работающие в классе A с малым коэффициентом полезного действия. Оконечные каскады усилителей мощностью более 0,1 – 0,2 Вт обычно выполняются по двухтактной схеме, в которой транзисторы работают в режиме класса B или близком к нему режиме класса AB . Это позволяет реализовать максимальный коэффициент полезного действия (КПД) усилителя не менее 70 %. В динамическом режиме средний КПД в классе AB не более 30 %, поэтому для обеспечения более высоких энергетических показателей усилителя активные элементы должны работать в режиме классов D или E .

В настоящее время наибольшее распространение получили бестрансформаторные двухтактные выходные каскады с последовательным питанием транзисторов по постоянному току. Они могут быть реализованы по конденсаторной и бесконденсаторной схеме. Для ОК первого типа требуется один источник питания, для второго типа – два источника питания. Далее будет рассмотрен порядок их расчета.

Двухтактным усилительным каскадом называется каскад, в котором объединены две однотипные усилительные ступени, подключенные к общей нагрузке и управляемые взаимно противофазно одним и тем же усиливаемым сигналом. Двухтактный каскад состоит как бы из двух половин, называемых *плечами*. Выходной сигнал на R_n является разностью выходных сигналов соответствующих плеч. При этом их нечетные гармоники складываются, а четные – вычитаются, обеспечивая снижение нелинейных искажений, большая величина которых характерна для класса B . При заданной выходной мощности требования к энергетическим параметрам используемых в плечах активных элементов могут быть снижены.

2.2. Выбор режимов работы активных элементов

Двухтактные каскады могут работать в режимах класса: A , B , AB и других. В классе A (линейный режим) уровень нелинейных искажений имеет минимальное значение по сравнению с другими режимами. В двухтактной схеме он дополнительно уменьшается. Со спектральной точки зрения это выражается в отсутствии (компенсации) четных гармоник в выходном сигнале. Действительно, при чисто гармоническом входном сигнале на частоте ω_0 и наличии в усилителе нелинейных искажений выходной ток транзистора в одном плече может быть записан в виде:

$$i_{k1} = I_{k0} + I_{m1}\text{Sin}(\omega_0 t) + I_{m2}\text{Sin}(2\omega_0 t) + \dots + I_{mn}\text{Sin}(n\omega_0 t) .$$

На вход второго плеча подается сигнал противоположный по знаку, что для гармонического сигнала эквивалентно сдвигу его во времени на полпериода. Поэтому первые гармоники коллекторных токов имеют взаимно противоположные знаки. Но сдвиг на полпериода первой гармоники является сдвигом на целый период второй гармоники, то есть токи плеч усилительного каскада имеют одинаковую фазу. Аналогичные рассуждения, проводимые для остальных гармоник, приводят к тому, что разностный ток в нагрузке не содержит четных гармоник:

$$i = i_{k1} - i_{k2} = 2(I_{m1}\text{Sin}(\omega_0 t) + I_{m3}\text{Sin}(3\omega_0 t) + \dots + I_{m(2n+1)}\text{Sin}((2n+1)\omega_0 t)) .$$

Следовательно, уровень нелинейных искажений в выходном сигнале снижается.

Если двухтактные каскады в режиме класса A обеспечивают малые нелинейные искажения, то в режиме класса B усилители имеют хорошие энергетические показатели. В этом режиме ток покоя транзисторов (ток в рабочей точке) практически равен нулю. Транзисторы включаются строго поочередно: каждый пропускает сигнал только в свой полупериод входного колебания, в то время как второй транзистор в паре закрыт. Такой порядок работы плеч усилителя обеспечивает более высокий КПД, чем в режиме класса A . Однако из-за нелинейности начального участка передаточной характеристики транзистора $I_k = \varphi(U_{бэ})$ в выходном сигнале ОК наблюдаются искажения типа «ступенька», увеличивающие нелинейные искажения. Для снижения K_Γ транзисторы вводят в режим работы класса AB . При этом их рабочие точки находятся в начале криволинейного участка передаточной характеристики, то есть, в отличие от класса B , между базой и эмиттером транзисторов имеется некоторое начальное смещение $E_{см}$.

Режим класса AB для двухтактных усилительных каскадов самый распространенный, поскольку обеспечивает высокий КПД и меньшие, чем в классе B , нелинейные искажения.

2.3. Схемотехника оконечного каскада и порядок его расчета

При любом режиме работы транзисторов принципиальная схема двухтактного бестрансформаторного оконечного каскада (ОК) остается примерно одной и той же. Схема содержит два транзистора противоположной проводимости с одинаковыми параметрами, включенные последовательно по постоянному току. Очевидно, что для снижения уровня нелинейных искажений плечи каскада должны быть симметричны, то есть транзисторы относительно нагрузки должны быть включены одинаково по схемам: общий коллектор – общий коллектор ($OK-OK$); общая база – общая база ($OB-OB$); общий эмиттер – общий эмиттер ($OE-OE$). На практике нагрузкой двухтактных УНЧ, как правило, являются акустические системы с малым R_H , поэтому среди перечисленных схем включения транзисторов наибольшее распространение получила схема $OK-OK$ (рис 2).

Для этой схемы возможно два варианта ее подключения к E_{Π} . При однополярном питании нагрузка соединяется с ОК через разделительный конденсатор C_p . Потенциал точки a при симметричности плеч равен $E_{\Pi}/2$, до него и заряжается конденсатор C_p . Если работает верхнее плечо (транзистор $VT1$ открывается), то нижнее плечо находится в нерабочем состоянии (транзистор $VT2$ закрыт) и ток протекает от источника питания через транзистор $VT1$, разделительный конденсатор C_p в нагрузку, создавая на ней падение напряжения, близкое к $E_{\Pi}/2$. Если $VT1$ закрыт, конденсатор C_p является источником питания для активного $VT2$. Ток течет от нагрузки через C_p и транзистор $VT2$ на "землю". Очевидно, с одной стороны, что для поддержания этого тока ёмкость конденсатора C_p должна быть велика. С другой стороны, эта емкость ограничивает полосу пропускания ОК в области низких частот. Для выравнивания характеристик транзисторов в их эмиттерные цепи включаются резисторы $R_{э1}$ и $R_{э2}$. Номиналы резисторов выбирают рав-

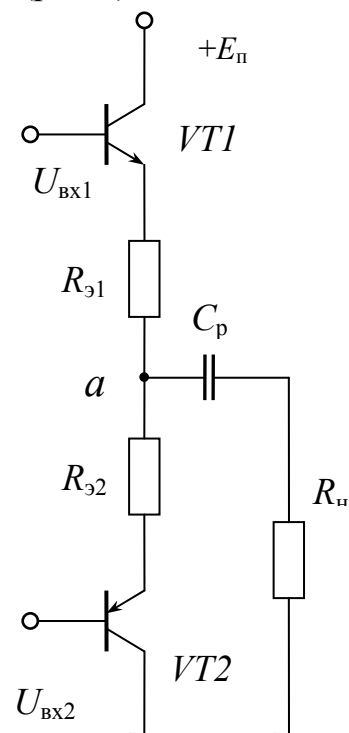


Рис. 2. Схема ОК-ОК

ными $R_3 \approx (0,05 \dots 0,15)R_H$. При этом часть выходной мощности рассеивается на этих резисторах. При двухполярной схеме питания необходимо иметь два разнополярных источника $\pm E_{\Pi}/2$, подключаемые между коллекторами транзисторов в плечах ОК и "землей". Тогда в точке a в исходном режиме устанавливается потенциал, равный нулю, разделительный конденсатор C_p отсутствует, и задача формирования частотной характеристики усилителя в области нижних частот становится менее напряженной.

Расчет оконечного каскада ведется в следующем порядке:

1. При заданной мощности $P_{\text{ВЫХ}}$ и сопротивлении нагрузки R_H определяются амплитуды напряжения и тока в нагрузке:

$$U_{\text{ВЫХ}} = \sqrt{2R_H P_{\text{ВЫХ}}}, \quad I_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_H}.$$

Эти величины являются основанием для выбора транзистора в плече двухтактного усилительного каскада.

Транзистор должен иметь максимальное рабочее напряжение $U_{\text{кэ max}}$ не менее $2U_{\text{ВЫХ}}$ и выходной коллекторный ток $I_{\text{к max}} \approx (1,5 \dots 2,0)I_{\text{ВЫХ}}$. Предпочтение следует отдавать транзисторам с большим коэффициентом усиления по току $h_{21э}$. Это позволяет упростить схему оконечного каскада и уменьшить количество каскадов предварительного усиления. Верхняя граничная частота усиления транзистора f_{β} должна превышать верхнюю граничную частоту усиления каскада F_B не менее чем в 2 – 3 раза. Мощность, рассеиваемая на коллекторе транзистора одного плеча, в режиме B оценивается как

$$P_{\text{к max}} = (0,28 \dots 0,48) P_{\text{ВЫХ}}.$$

Рассеиваемая транзистором мощность не должна превышать допустимую для выбранного типа транзисторов. Транзисторы ОК, как правило, устанавливаются на радиаторы.

2. Определяется напряжение источника питания:

$$E_{\Pi} \geq 2(U_{\text{ВЫХ}} + U_{\text{ост}}),$$

где $U_{\text{ост}}$ – минимальное напряжение на открытом транзисторе, для мощных транзисторов, равное 1 – 2 В. Напряжение источника питания принимается равным ближайшему к вычисленному стандартному значению. Для схемы ОК с двухполярным питанием $E_{1,2} = \pm E_{\Pi}/2$.

Так как ОК работает в режиме большого сигнала, то дальнейший расчет ведется графоаналитическим способом.

3. Для выбранного типа транзистора с заданным $h_{21э}$ строятся его входные $I_б = \varphi(U_{бэ})$ и выходные $I_к = \varphi(U_{кэ})$ вольтамперные характеристики (справочные данные). В режиме *AB*, на входной характеристике (рис. 3) из точки пересечения касательной к кривой $I_б = \varphi(U_{бэ})$ с осью абсцисс (точка *a*) восстанавливается перпендикуляр и находится значение тока базы $I_{б0}$ и напряжения база–эмиттер $U_{б0}$ в рабочей точке θ . Ток $I_{б0}$ задает ток коллектора в соответствии с соотношением $I_{к0} = h_{21э} I_{б0}$. Если же задаться током коллектора (при этом рекомендуется при выполнении расчета значение тока покоя $I_{к0}$ в миллиамперах выбирать численно равным $(1 \div 2) P_{\text{ВЫХ}}$ в ваттах, но не более 100 – 150 мА), то ток базы находится как $I_{б0} = I_{к0} / h_{21э}$. Затем на выходной характеристике транзистора строится нагрузочная прямая. Её точка пересечения с осью коллекторных напряжений $E_{\text{П}}/2$, а с осью коллекторных токов $E_{\text{П}}/2R_{\text{Н}}$. Рабочая точка транзистора по выходу находится в точке пересечения кривой с параметром $I_{б0}$ и нагрузочной прямой.

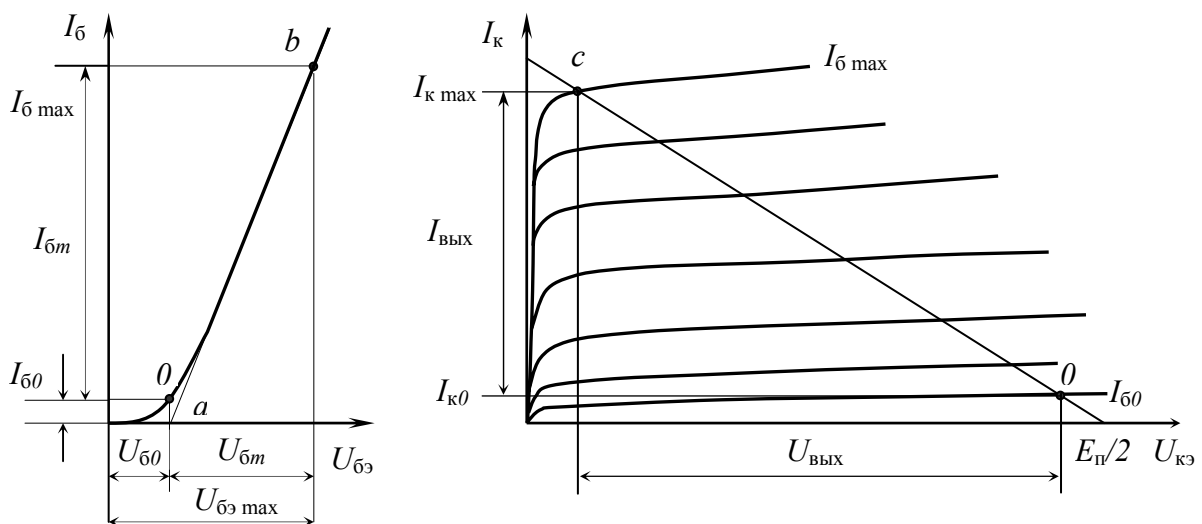


Рис. 3. Выбор положения рабочей точки ОК

4. Рассчитываются энергетические показатели каскада. При работе ОК в режиме класса *AB* средний потребляемый ток каскада

$$I_0 = 0,32 [I_{к \text{ max}} + I_{к0} (\pi - 1)].$$

Мощность, потребляемая от источника питания, $P_0 = E_{\text{П}} I_0$.

Мощность, рассеиваемая на коллекторах транзисторов в плечах ОК,

$$P_k = \frac{P_0 - 0,5U_{\text{ВЫХ}} I_{\text{ВЫХ}}}{2}.$$

Если эта мощность больше допустимой для данного транзистора при заданной максимальной температуре внешней среды, то транзисторы должны быть установлены на радиаторы.

5. Определяются амплитуды токов возбуждения ОК. Максимальный ток коллектора $I_{k \text{ max}} = I_{k0} + I_{\text{ВЫХ}}$ и минимальное напряжение на коллекторе транзистора $U_{\text{min}} \approx E_{\text{п}}/2 - U_{\text{ВЫХ}}$ есть координаты верхнего положения рабочей точки на нагрузочной прямой (точка *c*). Соответственно верхнее положение рабочей точки на входной характеристике характеризуется величинами $I_{\text{б max}}$ и $U_{\text{бэ max}}$ (точка *b*). Входное сопротивление ОК по переменному току:

$$R_{\text{ВХ1}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} + U_{\text{бэ max}} - U_{\text{б0}}}{I_{\text{б max}} - I_{\text{б0}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}} + U_{\text{бт}}}{I_{\text{бт}}}.$$

Транзисторы *VT1* и *VT2* в схеме ОК должны иметь разный тип проводимости. Подобрать пару таких транзисторов с одинаковыми параметрами довольно сложно. Кроме того, мощные транзисторы имеют невысокий ко-

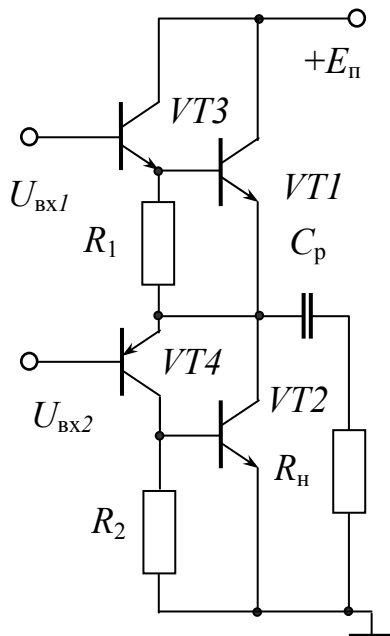


Рис. 4. Схема ОК на составных транзисторах

эффициент усиления по току $h_{21э}$, и от предыдущего каскада потребуется большая мощность возбуждения. Проблема решается применением составных транзисторов. Такие схемы ОК получили название схем с *квазидополнительной симметрией* (рис. 4). Составными в данной схеме являются пары транзисторов *VT3–VT1* и *VT4–VT2*. Тип проводимости составного транзистора определяется типом проводимости первого транзистора в паре. Сопротивления R_1 и R_2 необходимы для увеличения тока покоя транзисторов *VT3* и *VT4* и стабилизации режима их работы. Транзисторы *VT3–VT4* маломощные. Максимальное их рабочее напряжение

должно быть не менее $E_{\text{п}}$, а коллекторный ток больше $I_{\text{б max}}$. Ток покоя *VT3* и *VT4* задается соотношением $I_{\text{э0}}^{\text{VT3,4}} = I_{\text{б0}} + 0,1I_{\text{к0}}$. Тогда падение на-

пряжения на резисторе: $U_{R_1} = U_{\bar{6}0}^{VT1}$. Отсюда легко найти величину сопротивления R_1 :

$$R_1 = \frac{U_{R_1}}{I_{R_1}} = \frac{U_{\bar{6}0}^{VT1}}{0,1 \cdot I_{к0}^{VT1}}.$$

При расчетах величину R_1 необходимо принять равной ближайшему значению из стандартизованного ряда номиналов сопротивлений.

Общий коэффициент усиления по току составного транзистора $h_{21э}$ равен произведению коэффициентов усиления по току транзисторов пары, что значительно снижает требуемую мощность возбуждения ОК.

Максимальный эмиттерный ток транзистора $VT3$

$$I_{э\max}^{VT3,4} \approx I_{к\max}^{VT3,4} = I_{\bar{6}\max}^{VT1} + \frac{U_{\bar{6}\max}^{VT1}}{R_1}.$$

Сопротивление нагрузки транзистора $VT3$ по переменному току

$$R_{н}^{VT3} = \frac{U_{\bar{6}m}^{VT1} + U_{\text{ВЫХ}}^{VT1}}{I_{\bar{6}m}^{VT1} + \frac{U_{\bar{6}э\max}^{VT1}}{R_1} - 0,1 \cdot I_{к0}^{VT1}}.$$

При известных $R_{н}^{VT3}$, $I_{э0}^{VT3}$, $U_{\text{ВЫХ}}^{VT3} = U_{\text{ВЫХ}}^{VT1} + U_{\bar{6}m}^{VT1}$, так же, как и в п. 3, строится нагрузочная прямая для транзистора $VT3$ и определяются величины: $U_{\bar{6}0}^{VT3}$, $U_{\bar{6}э\max}^{VT3}$, $I_{к0}^{VT3}$, $I_{к\max}^{VT3}$, $I_{\bar{6}э\max}^{VT3}$. Напряжение питания для транзистора $VT3$ следует брать равным $E_{п}/2$, а его рабочая точка на выходной характеристике находится под напряжением $E_{п}/2 - U_{R1}$ при токе эмиттера $I_{э0}^{VT3,4} = I_{\bar{6}0} + 0,1I_{к0}$. Аналогично ведутся расчеты и для $VT4$.

Входное сопротивление ОК по переменному току:

$$R_{\text{ВХ}}^{VT3} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^{VT1} + U_{\bar{6}э\max}^{VT1} + U_{\bar{6}э\max}^{VT3} - U_{\bar{6}0}^{VT1} - U_{\bar{6}0}^{VT3}}{I_{\bar{6}\max}^{VT3} - I_{\bar{6}0}^{VT3}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}^{VT1} + U_{\bar{6}m}^{VT1} + U_{\bar{6}m}^{VT3}}{I_{\bar{6}m}^{VT3}}.$$

6. Для обеспечения правильного положения рабочей точки на базу транзистора $VT3$ необходимо подать постоянное напряжение смещения между базой и эмиттером (см. рис. 3): $E_{см}^{VT3} = U_{\bar{6}0}^{VT1} + U_{\bar{6}0}^{VT3}$. Для транзистора $VT4$ напряжения смещения $E_{см}^{VT4} = U_{\bar{6}0}^{VT4} = U_{\bar{6}0}^{VT3}$.

В результате расчета ОК определены: максимальное напряжение возбуждения $U_{\text{вх ОК}} = U_{\text{вых}} + U_{\text{бт}}^{\text{VT1}} + U_{\text{бт}}^{\text{VT3}}$, максимальный ток возбуждения $I_{\text{вх ОК}} = I_{\text{бт max}}^{\text{VT3}} - I_{\text{бт}}^{\text{VT3}}$, входное сопротивление $R_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}^{\text{VT3}}$, напряжение смещения $E_{\text{см}} = E_{\text{см}}^{\text{VT3}} + E_{\text{см}}^{\text{VT4}} = U_{\text{бт}}^{\text{VT4}} + U_{\text{бт}}^{\text{VT1}} + U_{\text{бт}}^{\text{VT3}}$, которые являются исходными данными для расчета предоконечного каскада (ПОК).

2.4. Предоконечный каскад усилителя

Структура предоконечного каскада определяется схемой ОК. Если в усилителе окончательный каскад двухтактный, то в ПОК целесообразно использовать однотактный резистивный каскад, работающий в режиме класса *A*. При этом связь между каскадами можно сделать непосредственной. Обычно это каскад с *ОЭ*, схема которого представлена на рис.5.

Резисторы $R_{\text{б1}}$, $R_{\text{б2}}$, R_3 задают положение рабочей точки *VT5*. Конденсатор C_p – разделительный. Он препятствует подаче на вход *VT5* постоянного напряжения с предыдущего каскада. C_3 – блокировочный конденсатор, R_k – нагрузка транзистора по постоянному току. Схема смещения и стабилизации задаёт $E_{\text{см}}$ на транзисторы *VT3*, *VT4*. Предоконечный каскад необходим для возбуждения ОК усилителя. Его активный элемент должен удовлетворять следующим требованиям:

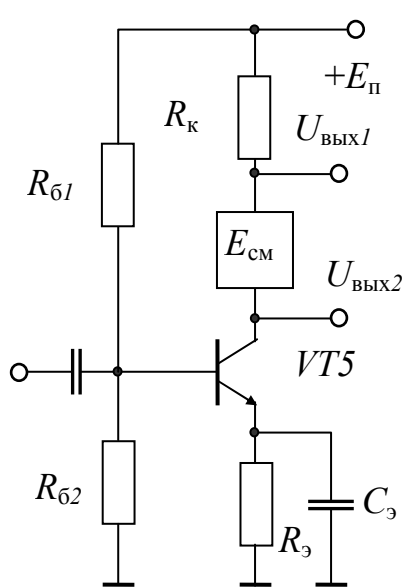


Рис.5. Схема предоконечного каскада

– малое напряжение насыщения $U_{\text{ост}}^{\text{VT5}}$;
 – $f_{h21э} \geq (1 \div 3)F_{\text{в}}$;
 – $U_{\text{кэ доп}} \geq 1,2E_{\text{п}}$;
 – $I_{\text{к доп}} \geq (2,5 \div 2,8)I_{\text{вх ОК}}$;
 – $P_{\text{к доп}} \geq (1,0 \div 1,5)I_{\text{вх ОК}}E_{\text{п}}$.

Если окончательный каскад выполнен по схеме *ОК–ОК*, а усилитель питается от одного источника напряжения, то может возникнуть противоречие между возможной и требуемой амплитудами сигнала на выходе ПОК. Действительно, максимально возможный размах напряжения на выходе ПОК

$$\Delta U_{\text{max}} = E_{\text{п}} - E_{\text{см}} - U_{R_3} - U_{\text{нас}},$$

а требуемая амплитуда возбуждения ОК

$$U_{\text{вх ОК}} = U_{\text{вых}} + U_{\text{бт}}^{\text{VT1}} + U_{\text{бт}}^{\text{VT3}}.$$

Для нормальной работы усилителя необходимо : $\Delta U_{max} \geq 2U_{вх\text{ ок}}$, что не всегда выполняется при малом напряжении питания.

Порядок расчёта предоконечного каскада:

1. После выбора транзистора для ПОК и построения его входной и вы-

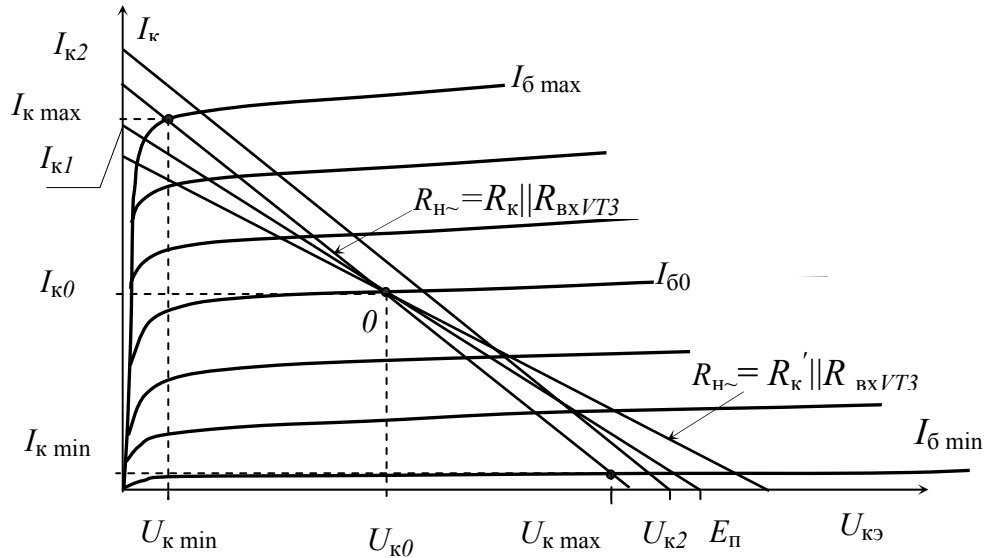


Рис. 6. Выбор положения рабочей точки в ПОК

ходной вольтамперных характеристик определяется положение рабочей точки 0 , в которой (рис. 6)

$$I_{к0} \geq (1,5 \div 3,5) I_{вх\text{ ок}} , \quad U_{к0} = 0,5E_{п} - E_{см}^{VT4} .$$

2. Строится нагрузочная линия по постоянному току. Для этого точки $(I_k = 0; U_{кэ} = E_{п})$ и $(I_k = I_{к0}; U_{кэ} = U_{к0})$ соединяются прямой линией, которая отсекает на оси токов величину $I_{к1}$. Тогда сопротивление нагрузки транзистора по постоянному току $R_{н=} = E_{п}/I_{к1}$, падением напряжения на эмиттерном сопротивлении $U_{Rэ}$ можно задаться в пределах $1 \div 2$ В. При этом следует иметь в виду, что чем выше $U_{Rэ}$, тем лучше температурная стабильность ПОК и меньше ΔU_{max} . Если $\Delta U_{max} < 2U_{вх\text{ ок}}$, то следует либо увеличить напряжение питания, либо применять специальные схемотехнические меры (см. ниже п.6). При заданном $U_{Rэ}$ эмиттерное сопротивление соответственно $R_{э} \approx U_{Rэ}/I_{к0}$. Затем вычисляется коллекторное сопротивление

$$R_k = R_{н=} - E_{см} / I_{к0} - R_{э} .$$

Номиналы $R_{э}$ и R_k принимаются равными ближайшему значению из ряда стандартизированных номиналов.

3. Строится линия нагрузки по переменному току. Предварительно вычислив $R_{H\sim} = R_K \parallel R_{ВХ}^{VT3}$; $U_{K2} = E_{П} - E_{СМ} - U_{RЭ}$; $I_{K2} = U_{K2} / R_{H\sim}$, точки $(I_K=0, U_{KЭ}=U_{K2})$ и $(I_K = I_{K2}, U_{KЭ}=0)$ соединяются прямой линией, которая затем сносится параллельно самой себе в рабочую точку 0.

4. При заданной амплитуде выходного напряжения определяем

$$U_{K \min} = U_{K0} - U_{ВХ \text{ ок}}, \quad U_{K \max} = U_{K0} + U_{ВХ \text{ ок}}.$$

Необходимо, чтобы выполнялись неравенства: $U_{K \min} \geq U_{K \text{ нас}}$, и $U_{K \max} < U_{K0} + I_{K0} R_{H\sim}$. В противном случае следует увеличить напряжение питания $E_{П}$ и пересчитать ОК, либо применить другое схемотехническое решение. Токи коллектора $I_{K \max}$, $I_{K \min}$ и базы $I_{Б \min}$, $I_{Б \max}$ в точках *b* и *a* определяются графически. Для выбранного транзистора они не должны превышать допустимых значений, т.е. $I_{K \max} < 0,7 I_{K \text{ доп}}$ и $I_{K0} U_{K0} < P_{K \text{ доп}}$.

5. По входной характеристике находятся напряжение $U_{Б0}$, задающее ток базы в рабочей точке $I_{Б0} = I_{K0} / h_{21Э}$, и необходимые для раскочки каскада амплитуды входного напряжения $U_{m \text{ вх}}$ и тока $I_{m \text{ вх}}$. В режиме *A* рабочая точка 0 транзистора ПОК по входу должна находиться на линейном участке входной вольтамперной характеристики (рис.7). От положения точки 0 по входу и выходу транзистора в значительной степени зависит величина нелинейных искажений, вносимых усилителем в выходной сигнал. Ток коллектора I_{K0} и R_K определяют выходное сопротивление каскада, и при большой его величине местная ООС в ПОК работает неэффективно.

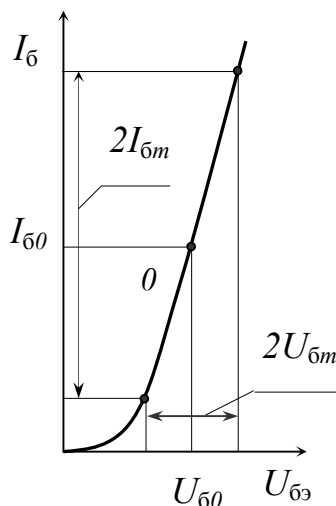


Рис. 7. Режим ПОК по входу

6. Так как размах выходного напряжения предоконечного каскада близок к $E_{П}$, то для более полного использования источника питания (повышения КПД) и решения проблемы по п. 4 возможно применение, по меньшей мере, двух схемотехнических решений. В первом варианте вводится обратная связь с выхода ОК на его вход. Для этого резистор R_K делится на две части R_{K1} и $R_{СВ}$, и их общая точка через конденсатор $C_{СВ}$ соединяется с выходом ОК (рис. 8). Положительная обратная связь по напряжению увеличивает сопротивление нагрузки ПОК по переменному току.

Действительно, амплитуда напряжения на верхнем конце R_K равна U_{\max} , а напряжение на нижнем конце равно входному $U_{ВХ. \text{ ок}}$. Следовательно, эк-

вивалентное сопротивление коллекторной нагрузки $VT5$ по переменному току возрастает и становится равным

$$R_K' = \frac{R_K}{1 - K\beta} = R_K \left(1 + \frac{U_{\max}}{U_{6m}^{VT3} + U_{6m}^{VT1}} \right).$$

Это означает, что при построениях по п. 3 $R_{H\sim}$ следует принять равным $R_K' \parallel R_{Bx}^{VT3}$, тогда линия нагрузки по переменному току пройдет через рабочую точку 0 под большим углом, чем нагрузочная линия по постоянному току, что эквивалентно увеличению напряжения питания ПОК. В этой схеме резистор R_{CB} оказывается подключённым к R_H параллельно (через C_{CB}). Для уменьшения потерь мощности выходного сигнала его выбирают из соотношений

$$(15 \div 30)R_H < R_{CB} < (0,1 \div 0,5)R_K.$$

Емкость конденсатора C_{CB} на нижней частоте диапазона усиливаемых частот должна иметь сопротивление много меньше R_{CB} , т. е.:

$$1 / (2\pi f_H C_{CB}) = (0,1 \div 0,01)R_{CB}.$$

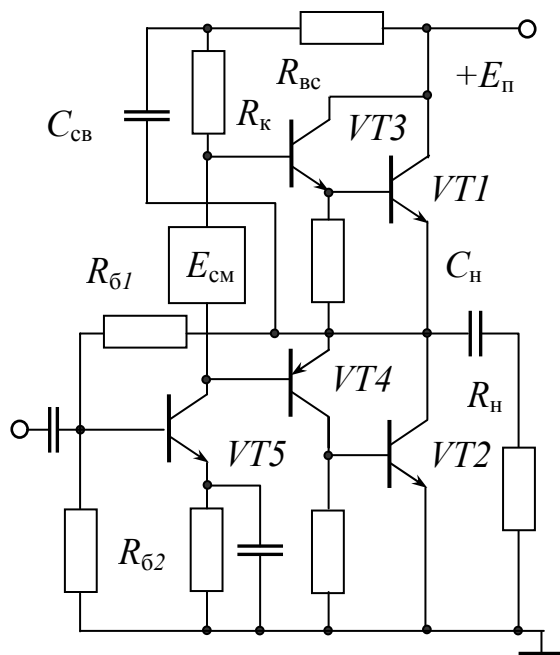


Рис. 8. Положительная ОС в ПОК

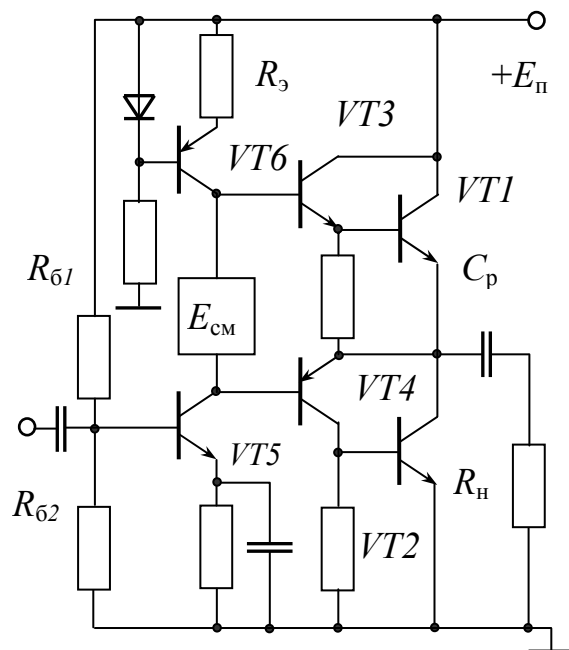


Рис. 9. Активная нагрузка в ПОК

Во втором варианте вместо активной нагрузки R_K для $VT5$ используется динамическая нагрузка (рис. 9). Это схема с общей базой, реализованная на транзисторе противоположного типу $VT5$ проводимости и рабо-

тающая в режиме *A*. Последовательное включение двух транзисторов стабилизирует их рабочий режим, т.к. *VT6* по отношению к *VT5* является генератором тока, а *VT5* по отношению к *VT6* – токоотводом. Для расчета режима *VT6* следует иметь в виду, что его коллекторный ток, равный $I_{к0}$ *VT5*, определяется напряжением смещения $U_{б0}^{VT6}$. Ток через диод *VD1* выбирается в 10÷20 раз больше $I_{б0}$ *VT6*. В качестве *VD1* можно использовать низковольтный стабилитрон или светодиод. Величина резистора $R_3 \approx (U_{д} - U_{б0}) / I_{к0}$. В качестве *VD1* можно использовать низковольтный стабилитрон или светодиод.

В схемах рис. 8 и 9 сопротивление нагрузки ПОК по переменному току будет определяться значением $R_{вх}^{VT3}$, а нагрузочная линия по п. 3 займет более пологое положение (см. рис. 6).

Схема смещения (см. рис. 5, 8, 9) предназначена для задания напряжения смещения между базами *VT3–VT4*. Это напряжение должно меняться в зависимости от теплового

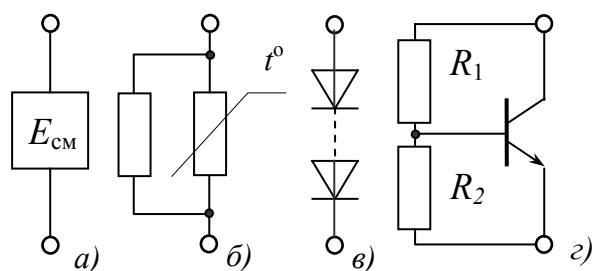


Рис.10. Схемы смещения

режима транзисторов выходного каскада и температуры окружающей среды. Сопротивление по переменному току такой схемы должно быть мало. Она может состоять из параллельного соединения резистора и терморезистора, нескольких диодов в прямом

включении, регулируемого стабилитрона (рис. 10). В схеме рис. 10, б напряжение смещения создается за счет протекания тока коллектора *VT5* $I_{к0}$ по параллельно соединенным резисторам. На этих же резисторах создается падение напряжения и за счет переменной составляющей коллекторного тока, т.е. возбуждение плеч ОК будет не симметричным. Во второй схеме (рис. 10, в) этот эффект будет проявляться в меньшей степени, так как динамическое сопротивление диода в открытом состоянии мало. Количество диодов определяется величиной $E_{см}$ и током $I_{к0}$ *VT5*. Для этого подбирается подходящий тип диода, такой, чтобы при заданном токе, падение напряжения на нем было близко к $E_{см} / n$ (n – целое число). В отсутствии справочных данных можно считать, что $U_{д} = mU_m \ln(I_{д} / I_{0д})$, где $I_{д}$ – ток диода, $U_m = 0,026$ В; $m=1,2\div 1,5$; $I_{0д}=1 \cdot 10^{-14}$ А – обратный ток открытого перехода анод–катод.

Для схемы рис. 10, б падение напряжения между коллектором и эмиттером

$$U_{кэ} = U_{бэ}(1 + R_1 / R_2).$$

Т.е. за счет подбора R_1 и R_2 можно установить $U_{кэ} = E_{см}$, и оно слабо зависит от $I_{к0}$. Если транзистор схемы смещения будет выбран таким же, как и $VT3$, то зависимость их характеристик от температуры будет одинаковой, за счёт чего и достигается эффект стабилизации.

7. Расчет цепей смещения и стабилизации. Для выбранной рабочей точки в предыдущих пунктах определены значения $U_{к0}$, $U_{б0}$, $I_{к0}$, $I_{б0}$, $R_э$. По заданной максимальной температуре и величине обратного тока коллектора при $t = 20^\circ\text{C}$ $\Delta I_{ок}$ определяется изменение тока коллекторного перехода [1]:

$$\Delta I_{ок} = I_{ок} (e^{0,077 \Delta t} - 1),$$

где $\Delta t = t_{\max} - 20^0$.

Задаёмся допустимым изменением тока коллектора $\Delta I_{к0} = (0,01 \div 0,1) I_{к0}$. Вычисляем $S_c = \Delta I_{к0} / \Delta I_{ок}$ – требуемый коэффициент нестабильности. Его значение должно быть в пределах $2 \div 10$. Тогда входное сопротивление схемы стабилизации

$$R_{ст} = \frac{R_э (S_c - 1)}{1 - S_c (1 - \alpha_0)},$$

где α_0 – минимальный коэффициент передачи по току транзистора $VT5$.

Сопротивление резисторов (см. рис. 5,9) $R_{б2}$, $R_{б1}$:

$$R_{б2} = R_{ст} \frac{E_{п}}{E_{п} - U_{б0} - (I_{к0} + I_{б0})R_э - R_{ст}I_{б0}}; \quad R_{б1} = \frac{R_{б2}R_{ст}}{R_{б2} - R_{ст}}.$$

Ток базового делителя

$$I_{д} = \frac{U_{б0} + (I_{к0} + I_{б0})R_э}{R_{б2}}.$$

Полученные номиналы резисторов округляются до стандартизованных значений. Коэффициент нестабильности можно уменьшить, если ввести отрицательную обратную связь по постоянному току. Для этого верхний конец резистора $R_{б1}$ соединяют с выходом ОК (рис. 8). Тогда в

выражениях для расчёта $R_{\delta 1}$ и $R_{\delta 2}$ E_{Π} следует заменить на $E_{\Pi}/2$. При этом входное сопротивление ПОК уменьшится в A раз [4]:

$$A = 1 + \frac{\alpha_0 b_1 b_3}{1 - \alpha_0 + b_2},$$

где $b_1 = 1$, $b_2 = R_3/R_6$; $R_6 = R_{\delta 1}R_{\delta 2}/(R_{\delta 1} + R_{\delta 2})$, $b_3 = R_{\text{вх}}/(R_{\delta 1} + R_{\text{вх}})$;

$R_{\text{вх}}$ – входное сопротивление ПОК. Во столько же раз уменьшится и S_c и коэффициент гармоник K_{Γ} для ПОК.

8. Входное сопротивление ПОК определяется выражением

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{ст}} \parallel R_{\text{вх}}^{VT5} \text{ – без учёта ОС по питанию;}$$

$$R_{\text{вх}} = R_{\text{ст}} \parallel R_{\text{вх}}^{VT5}/A \text{ – с учётом ОС по питанию, где } R_{\text{вх}}^{VT5} = U_{\delta m}/I_{\delta m}.$$

Коэффициент усиления ПОК по напряжению

$$K_u = (U_{\text{вых}} + U_{\delta m}^{VT1} + U_{\delta m}^{VT3}) / U_{\delta m}^{VT5}.$$

Коэффициент усиления ПОК по току

$$K_i = I_{\text{кн}}^{VT5} / I_{\delta m}^{VT5}.$$

2.5. Расчёт предварительного каскада

Каскад предварительного усиления обеспечивает согласование предварительного каскада с источником сигнала. Как правило, число та-

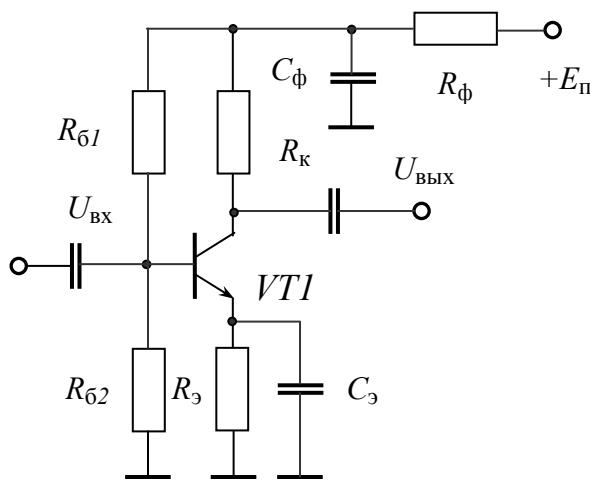


Рис. 11. Схема входного каскада

ких каскадов 1–2. Строятся они по схеме с $OЭ$ или OK . Используются также дифференциальные входные каскады. Так как каскады предварительного усиления работают в режиме малого сигнала (линейный режим в классе A), то их расчет может быть выполнен аналитически. Типовая схема каскада с $OЭ$ приведена на рис.11. Его особенностью является наличие низкочастотной коррекции в коллекторной цепи

транзистора ($C_{\phi} \div R_{\phi}$), позволяющей также снизить напряжение питания транзистора.

Необходимый коэффициент усиления каскада с учётом запаса по усилению

$$K_u = (2 \div 15) U_{\text{бт}}^{VT5} / U_{\text{вх}} .$$

Требования к *VT1* по напряжению питания могут быть снижены. Транзистор выбирается со средним значением $h_{21э}$, а его граничная частота f_β по-прежнему должна быть в 2 – 3 раза больше F_v . В справочниках по полупроводниковым приборам обычно приводятся низкочастотные h параметры для типовой рабочей точки. Часть из них соответствует включению транзистора с *ОЭ*, а часть – включению по схеме с *ОБ*. Используя их, можно вычислить низкочастотные G -параметры. Формулы для пересчета параметров имеют следующий вид [2,3,5]:

$$\begin{aligned} G_{11} &= 1 / h_{11э} ; & S &= h_{21э} / h_{11э} ; \\ G_i &= h_{22э} ; & \tau &= S r_{\sigma}' / 2\pi f_\alpha \approx S / 160 C_k f_\alpha^2 . \\ f_\alpha &= (1 + \beta) f_\beta = (1 + h_{21э}) f_\beta . \end{aligned}$$

Если известны G -параметры для тока в рабочей точке $I_{к1}$, то для тока $I_{к2}$ их можно считать равными

$$\begin{aligned} G_{11}(I_{к2}) &= G_{11}(I_{к1}) I_{к2} / I_{к1} ; & S(I_{к2}) &= S(I_{к1}) I_{к2} / I_{к1} ; \\ G_i(I_{к2}) &= G_i(I_{к1}) I_{к2} / I_{к1} ; & \tau(I_{к2}) &= \tau(I_{к1}) I_{к2} / I_{к1} . \end{aligned}$$

Ёмкость C_k примерно обратно пропорциональна квадратному корню из напряжения на коллекторе

$$C_k(U_{к2}) = C_k(U_{к1}) \sqrt{U_{к1} / U_{к2}} .$$

Для расчета каскада рекомендуется взять типовое положение рабочей точки или задаться током коллектора и напряжением на нем согласно следующим соотношениям:

$$I_{к0} = (2 \div 5) U_{\text{бт}}^{\text{ПОК}} / R_{\text{вх}}^{\text{ПОК}} + 0,3 \div 0,5 \text{ мА} ; U_{к0} \geq U_{\text{бт}}^{\text{ПОК}} + 0,5 \div 2 \text{ В} .$$

Для выбранной рабочей точки вычисляются значения низкочастотных параметров, затем расчеты проводятся в следующем порядке:

1. Находится эквивалентное сопротивление нагрузки по переменному току, необходимое для обеспечения нужного коэффициента усиления K_u : $R_{\text{эН}} = K_u / S$. При этом следует иметь в виду, что максимальный коэффициент усиления каскада не превышает величины $S R_{\text{вх}}^{\text{ПОК}}$.

2. Сопротивление R_k в цепи коллектора *VT1*

$$R_k = R_{\text{вх}} R_{\text{эН}} / (R_{\text{вх}} - R_{\text{эН}}) , \text{ где } R_{\text{вх}} - \text{входное сопротивление ПОК} .$$

3. Падение напряжения на R_3 VTI определим как $U_3 \approx I_{к0}R_3 = 0,2U_{к0}$, где $I_{к0}$, $U_{к0}$ – положение рабочей точки VTI .

4. $R_3 = U_3/I_{к0}$, принимаем ближайшие значения по ряду стандартизованных номиналов.

5. Напряжение смещения $U_{бэ}$ для VTI :

$$U_{бэ} \approx mU_m \ln(I_{к0}/I_0),$$

где $m = 1,2 \div 1,5$, $U_m = 0,026$ в, $I_0 = 10^{-14}$ А для кремниевых транзисторов.

6. Падение напряжения на $R_{б2}$:

$$U_{R_{б2}} = U_{бэ} + U_3.$$

7. Ток базы в рабочей точке $I_{б0} = I_{к0}/h_{21э}$, отсюда ток делителя в цепи смещения $I_{д} = (5 \div 10)I_{б0}$ и $R_{б2} = U_{R_{б2}}/I_{д}$. Принимаем ближайшее значение по ряду стандартизованных номиналов.

8. Напряжение питания каскада $E_{к} = U_{к0} + I_{к0} R_{к}$, следовательно,

$$R_{б1} = \frac{E_{к} - U_{R_{б2}}}{I_{д} + I_{б0}}.$$

9. Сопротивление фильтра

$$R_{\phi} = \frac{E_{п} - E_{к}}{I_{к0} + I_{д} + I_{б0}},$$

выбирается по ряду стандартизованных номиналов сопротивлений.

10. Входное сопротивление схемы стабилизации:

$$R_{ст} = R_{б1}R_{б2} / (R_{б1} + R_{б2}).$$

11. Коэффициент стабилизации

$$S_c = \frac{1 + R_3 / R_{ст}}{1 / (1 + h_{21э}) + R_3 / R_{ст}}.$$

12. Входное сопротивление каскада по переменному току

$$R_{вх} = \frac{R_{ст}}{1 + G_{11} \cdot R_{ст}}.$$

13. Амплитуда входного сигнала:

$$U_{вх} = U_{ист}R_{вх} / (R_{вх} + R_{ист}).$$

Необходимо, чтобы выполнялось соотношение $U_{вх}K_u \geq U_{бм}^{ПОК}$, в противном случае следует задаться большим запасом по усилению и пересчитать каскад.

Так как разделительные ёмкости на входе и выходе каскада и ёмкость C_ϕ формируют его частотную характеристику в области низких частот, порядок их расчета будет изложен в разд. 2.8.

Более сложные схемы предварительного усиления могут быть построены на основе дифференциального каскада. Пример такого схемотехнического решения приведен на рис. 12.

Такие схемы особенно удобны для усилителей с двухполярным питанием. К одному из входов каскада ($U_{\text{вх}2}$) обычно подключают цепь обратной связи с выхода всего усилителя. Порядок расчета дифференциального каскада принципиально не отличается от выше рассмотренного. Ток в рабочей точке транзистора $VT1$ задается выходным током транзистора $VT3$. При известной крутизне транзисторов S коэффициент усиления ненагруженно-го каскада $K_u = 2SR_k$. Его необходимо выбирать как можно большим для того, чтобы при включении цепи обратной связи (подача на вход каскада сигнала с выхода ОК) имелся достаточный запас по усилению для осуществления регулировки уровня выходного сигнала.

Транзистор $VT3$ является токоотводом для транзисторов дифференциальной пары. $VT4$ включен как диод. Ток через него определяется коллекторным сопротивлением, напряжением источников питания. Обычно он задается в несколько раз большим, чем ток коллектора $VT3$. Работу токоотвода можно пояснить с помощью очевидного равенства:

$$U_{\text{бэ}}^{VT3} + I_{\text{э}}^{VT3} R_{\text{э}}^{VT3} = U_{\text{бэ}}^{VT4} + I_{\text{э}}^{VT4} R_{\text{э}}^{VT4}.$$

Задаваясь положением рабочей точки $VT4$ и зная общий эмиттерный ток дифференциального каскада, можно найти соотношение резисторов в цепях эмиттеров транзисторов токоотвода.

Если рассмотренную схему реализовать на $p-n-p$ транзисторах, то её применяют как динамическую нагрузку в каскадах предварительного усиления и дифференциальных каскадах.

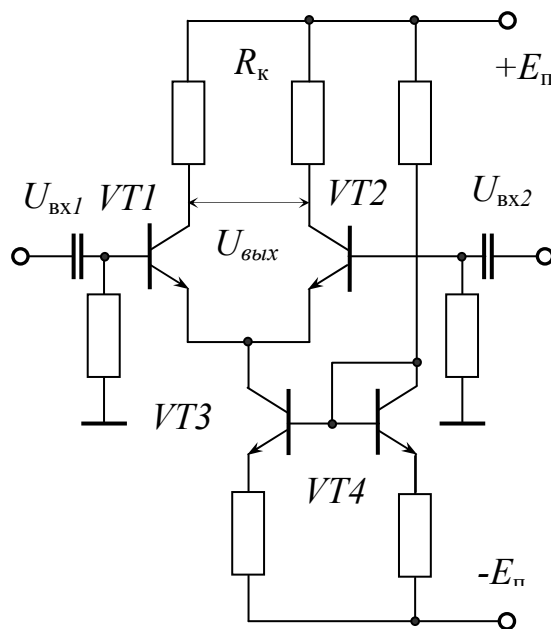


Рис. 12. Схема дифференциального входного каскада

2.6. Дополнительные сведения

В случае отсутствия справочных данных о параметрах транзистора, возможно *приближенное* вычисление их значений для заданного коллекторного (эмиттерного) тока I_K в рабочей точке и коэффициенте усиления по току $\beta = h_{21э}$ (в режиме малого сигнала).

Формулы для расчета следующие [4]:

$$1) \quad h_{21б} = \alpha = \beta / (1 + \beta) ;$$

$$G_{11} = \frac{1}{R_{ВХ}} ; R_{ВХ} = r_б + r_э (\beta + 1)$$

где $r_б \approx r_б' + \frac{1}{2} \cdot r_э (\beta + 1) ;$

$$r_б' \approx \frac{\alpha}{1 - \alpha^2} \cdot \frac{(12 \div 15) \cdot 10^{-3}}{I_{к0}} \text{ — для германиевых транзисторов;}$$

$$r_б' \approx \frac{\alpha}{1 - \alpha^2} \cdot \frac{(25 \div 30) \cdot 10^{-3}}{I_{к0}} \text{ — для кремниевых транзисторов;}$$

$$r_э \approx \frac{0,026}{I_{к0}} ; \quad r_б' = h_{11э} - r_э \beta ;$$

$$2) \quad G_{21} = S = I_{к0} / (0,026(1 + r_б I_{к0} / 0,026 h_{21э})) ;$$

$$3) \quad G_i = G_{22} = (\beta + 1) / r_к ;$$

$$4) \quad r_к \approx \frac{25 \cdot \alpha}{1 - \alpha^2} \cdot \frac{\sqrt{U_{кэ}}}{I_к} \text{ — для германиевого транзистора;}$$

$$r_к \approx \frac{(75 \div 100) \alpha}{1 - \alpha^2} \cdot \frac{\sqrt{U_{кэ}}}{I_к} \text{ — для кремниевого транзистора;}$$

5) напряжение смещения $U_{б0}$ в рабочей точке для кремниевого транзистора

$$U_{б0} \approx m U_m \ln(I_{к0} / I_{0э}) , \quad m = 1,2 \div 1,6, \quad U_m = 0,026 \text{ В}, \quad I_{0э} = 10^{-14} \text{ А.}$$

6) Граничные частоты: частота генерации: $f_T = (f_\alpha / 30 r_б' C_K)^{0,5}$, по крутизне усиления $f_s = f_{h21б} / (S r_б')$; в схеме с ОБ — $f_\alpha = f_{h21б} = m f_T$; в схеме с ОЭ $f_\beta = f_{h21э} = f_T / (1 + h_{21э})$.

2.7. Расчет коэффициента гармоник K_r

Нелинейные искажения оценивают по сквозной динамической характеристике каскадов ПОК и ОК, которая отражает зависимость выходного тока от ЭДС источника сигнала. Для ОК на составных транзисторах ЭДС источника сигнала определяется следующим образом :

$$E_{\text{ист}} = U_{\text{бэ}}^{VT3} + U_{\text{бэ}}^{VT1} + (i_{\text{б}}^{VT1} + i_{\text{к}}^{VT1}) \cdot R_{\text{н}} + i_{\text{б}}^{VT3} \cdot R_{\text{ист}} ,$$

где $R_{\text{ист}} = R_{\text{к}}$ для схемы рис. 5 и $R_{\text{ист}} = 1/G_i$ (выходное сопротивление транзистора ПОК), если предвыходной каскад построен по более сложной схеме (см. рис. 8, 9), Для ПОК $E_{\text{ист}} = U_{\text{бэ}}^{VT5} + i_{\text{б}}^{VT5} R_{\text{ист}}$, где $R_{\text{ист}}$ – выходное сопротивление каскада предварительного усиления [4].

Сквозная динамическая характеристика строится на основе статических входных и выходных характеристик транзисторов [2,3,6]. Построение ведется сначала для ОК, затем для ПОК. На рис. 13 приведены: входная динамическая характеристика транзистора и его выходная характеристика с нагрузочной прямой (например для транзистора $VT1$).

В точках 1 – 6 на выходной характеристике транзистора определяется

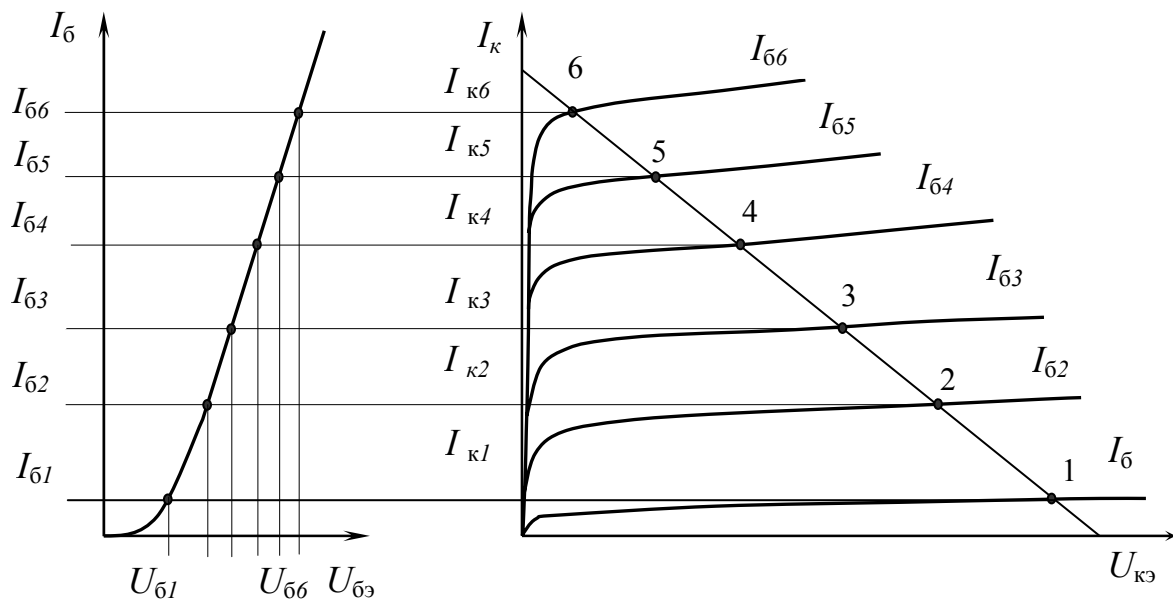


Рис. 13. Входная и выходящая динамические характеристики транзистора с построенной нагрузочной прямой

требуемое значение тока базы $I_{\text{б}i}$ при заданном токе коллектора $I_{\text{к}i}$. Зная базовый ток, по входной характеристике находят соответствующее входное напряжение $U_{\text{бэ}}^{VT1}$. По характеристикам для транзистора, на-

ходящегося в паре с транзистором $VT1$ (в данном случае это $VT3$), для токов: $I_{ki}^{VT3} + I_{\delta i}^{VT3} = I_{\delta i}^{VT1} + U_{\delta i}^{VT1} / R_1$ аналогичным образом находят величины $I_{\delta i}^{VT3}$ и $U_{\delta i}^{VT3}$. Вычисленные значения подставляются в соответствующие выражения для $E_{ист}$ и строится зависимость:

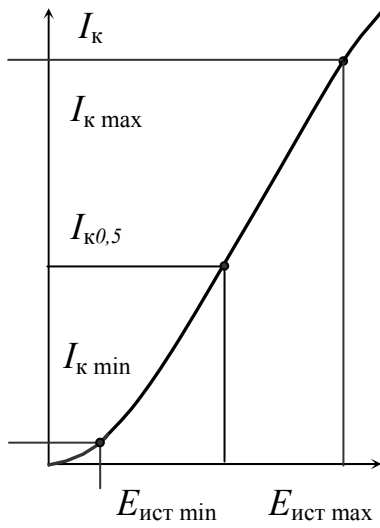


Рис. 14.
Динамическая характеристика

чины $I_{\delta i}^{VT3}$ и $U_{\delta i}^{VT3}$. Вычисленные значения подставляются в соответствующие выражения для $E_{ист}$ и строится зависимость:

$$I_k^{VT1} + I_{\delta}^{VT1} = \varphi(E_{ист}).$$

Примерный её вид показан на рис. 14. По графику находят значения выходного тока, соответствующие половине номинальной выходной мощности усилителя $I_{k \max}$ и режиму отсутствия входного сигнала $I_{k \min}$, затем интервал напряжений $E_{ист \min} \div E_{ист \max}$ делится пополам и находится $I_{k0,5}$. Далее вычисляются величины:

$$I_{\max} = I_{k \max}(1+b); \quad I_1 = I_{k0,5}(1+b); \quad I_0 = 2bI_{k \min}; \\ I_2 = -I_{k0,5}(1-b); \quad I_{\min} = -I_{k \max}(1-b).$$

Здесь b — коэффициент асимметрии. Для двухтактного выходного каскада, работающего в режиме B или AB , его можно принять равным $b=0,1 \div 0,20$. Тогда амплитуды гармонических составляющих выходного сигнала определяются из следующих выражений:

$$I_{m1} = \frac{I_{\max} - I_{\min} + I_1 - I_2}{3}; \quad I_{m3} = \frac{I_{\max} - I_{\min} - 2 \cdot (I_1 - I_2)}{6}; \\ I_{m2} = \frac{I_{\max} + I_{\min} - 2 \cdot I_0}{4}; \quad I_{m4} = \frac{I_{\max} + I_{\min} - 4 \cdot (I_1 + I_2) + 6 \cdot I_0}{12}; \\ I_{cp} = \frac{I_{\max} + I_{\min} + 2 \cdot (I_1 + I_2)}{6}.$$

Правильность расчета амплитуд гармоник проверяется выполнением условия: $I_{cp} + I_{m1} + I_{m2} + I_{m3} + I_{m4} = I_{\max}$. При численных расчетах амплитуды некоторых гармоник могут иметь отрицательные значения, что свидетельствует о начальной фазе, равной π , для данной гармоники.

Точно так же строится динамическая характеристика для ПОК. Её примерный вид показан на рис. 15. Токи I_{\max} и I_{\min} соответствуют токам выход-

ного каскада указанным выше. Затем интервал напряжений $E_{ист\ min} \div E_{ист\ max}$ делится на четыре равные части и определяются токи I_1, I_0, I_2 , (рис.15). Амплитуды гармонических составляющих выходного сигнала вычисляются по тем же выражениям, что и для *оконечного каскада*.

При вычислении общего коэффициента гармоник следует иметь в виду, что каскад с *ОЭ* «переворачивает» фазу входного сигнала, а каскад с *ОК* – нет. При этом отдельные каскады могут вносить дополнительные фазовые сдвиги для каждой отдельной гармоники. Однако при малых коэффициентах гармоник в каждом каскаде эти сдвиги составляют не более $15 \div 20^\circ$, и общий коэффициент гармоник в первом приближении можно определить как

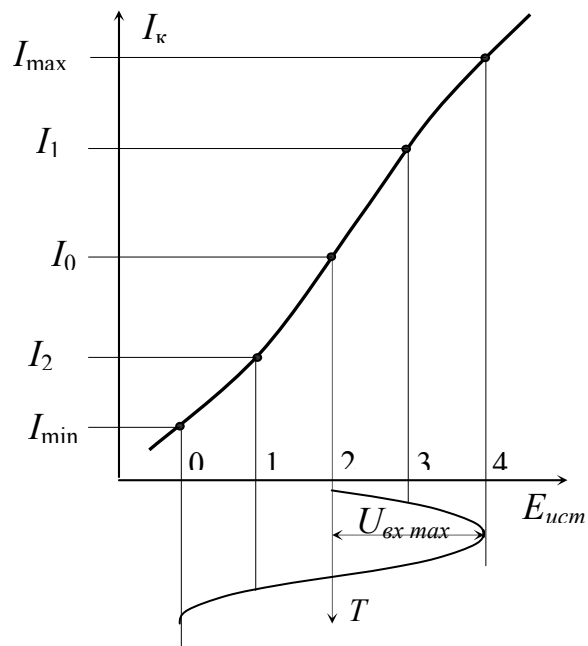


Рис. 15. Динамическая характеристика для ПОК

$$K_r^{общ} = \sqrt{\left(\frac{I_{2m}^{ПОК}}{AI_{1m}^{ПОК}} + \frac{I_{2m}^{ОК}}{FI_{1m}^{ОК}}\right)^2 + \left(\frac{I_{3m}^{ОК}}{AI_{1m}^{ОК}} + \frac{I_{3m}^{ПОК}}{FI_{1m}^{ПОК}}\right)^2 + \dots + \left(\frac{I_{nm}^{ОК}}{AI_{1m}^{ОК}} + \frac{I_{nm}^{ПОК}}{FI_{1m}^{ПОК}}\right)^2},$$

где A и F – факторы местных обратных связей.

Если вычисленный коэффициент гармоник превысит допустимый уровень, то необходимо ввести в усилитель общую ООС. Другим способом уменьшения нелинейных искажений является подбор рабочих точек транзисторов выходного и предварительного каскадов. Увеличение $I_{к0}$, как правило, ведет к снижению коэффициента гармоник. Для того чтобы в полной мере использовать местную обратную связь в ОК, выходное сопротивление ПОК должно быть как можно меньше.

2.8. Расчет частотных характеристик

Задаваемые в исходных данных граничные частоты F_n, F_v определяются на уровне $M = 0,707$ (или -3 дБ) нормированной частотной характеристики всего усилителя. Значения этих частот обусловлено как свойствами транзисторов, так и параметрами схемы. Так как современные тран-

зисторы имеют максимальную частоту усиления $f_\beta \gg F_V$, то можно считать, что их параметры не зависят от частоты, и частотные свойства всего усилителя реализуются, в основном, схмотехнически.

Порядок выполнения расчета следующий:

- оцениваются частотные искажения усилителя в области верхних частот и рассчитываются элементы схемы, задающие частоту F_V ;
- определяются номиналы разделительных и корректирующих ёмкостей, влияющих на нижнюю частоту F_H .

Основное влияние на верхнюю граничную частоту в каскаде оказывает шунтирующее действие различных ёмкостей, включенных параллельно тракту распространения сигнала. Полная шунтирующая ёмкость для каскада

$$C_0 = C_{\text{вых}} + C_H + C_M,$$

где $C_{\text{вых}}$ – выходная ёмкость каскада; C_H – ёмкость нагрузки; C_M – ёмкость монтажа. Для вычисления этих ёмкостей [4] необходимо иметь следующие справочные данные:

- ёмкость эмиттерного перехода – C_ε ;
- ёмкость коллекторного перехода – C_K .

Для схемы с общим эмиттером (ОЭ):

$$C_{\text{вх}} = C_\varepsilon + C_K (1 + SR_\sim),$$

где R_\sim – полное сопротивление нагрузки каскада по переменному току; Выходная ёмкость $C_{\text{вых}} \approx C_K$.

Для схемы с общим коллектором (ОК)

$$C_{\text{вх}} \approx C_\varepsilon (1 + SR_\sim) + C_K \left[\frac{1 + SR_\varepsilon}{1 + SR_\sim} \right],$$

где R_ε – сопротивление в цепи эмиттера; $C_{\text{вых}} = 0$.

Ёмкость монтажа во всех случаях следует принимать равной 5÷30 пФ, а $C_{\text{вх}}$ есть C_H для предыдущего каскада.

Обычно расчет в области ВЧ для многокаскадных трактов осуществляется в последовательности от выходного каскада к входному.

После вычисления ёмкостей находят постоянные времени τ_v для каждого каскада: $\tau_v = C_0 R_{H\sim}$, где $R_{H\sim} = R_K \parallel R_{\text{ст}} \parallel R_{\text{вх сл}}$ (сопротивление в цепи коллектора, сопротивление цепи стабилизации следующего каскада, входное сопротивление следующего каскада).

Для входной цепи усилителя $\tau_{\text{вх}} = (R_{\text{ист}} \parallel R_{\text{ст}} \parallel R_{\text{вх}}) C_{\text{вх}}$, где $C_{\text{вх}}$ и $R_{\text{вх}}$ – входная ёмкость и сопротивление первого каскада.

Вычисляются величины частотных искажений для каждого каскада и входной цепи на частоте F_B :

$$M_{Bi} = 20 \log(1 / \sqrt{1 + (2\pi F_B \tau_B)^2}) .$$

Общая величина высокочастотных искажений

$$M_{B\Sigma} = \Sigma M_{Bi} \text{ (дБ) , где } i = 1.. N + 1, N - \text{ число каскадов.}$$

Если $M_{B\Sigma} < M_{B \text{ зад}}$, то необходимо провести высокочастотную коррекцию одного или нескольких каскадов для уменьшения τ_{Bi} или ввести обратные связи. Если $M_{B\Sigma} > M_{B \text{ зад}}$, то целесообразнее всего увеличить C_0 в каком-либо каскаде (обычно во втором) путём включения ёмкости в нагрузку транзистора первого каскада. Величина этой ёмкости

$$C_{\text{кор}} = -C_0 + \sqrt{C_0^2 + A^2} , \quad A^2 = \frac{10^{0,1 \Delta M} - 1}{(2\pi F_B R_H)^2} ,$$

где $\Delta M = M_{B\Sigma} - M_{B \text{ зад}}$, C_0 – ёмкость нагрузки.

Более сложный вид коррекции в области ВЧ осуществляется применением ограничивающего звена, состоящего из последовательного соединения ёмкости $C_{\text{кор}}$ и резистора $R_{\text{кор}}$, подключённого параллельно нагрузке одного из усилительных каскадов [4]. Оно вносит затухание $K(f)$. Если необходимо получить на частоте f_1 спад характеристики в $K(f_1)$ раз, задаются частотой $f'_{\text{кор}} = (0,6 \div 0,8) f_1$ и вычисляют

$$f_{\text{кор}} = \frac{\sqrt{f_1}}{\sqrt{K^2(f_1)(1 + (f_1 / f_{\text{кор}}^1)^2) - 1}} , \quad \text{тогда}$$

$$R_{\text{кор}} = \frac{R_{H\infty} f_{\text{кор}}^1}{f_{\text{кор}} - f_{\text{кор}}^1} ; \quad C_{\text{кор}} = \frac{1}{2\pi R_{\text{кор}} f_{\text{кор}}} .$$

Аналогичный эффект может быть получен за счёт введения отрицательных обратных связей.

В области нижних частот значение блокировочных ёмкостей в цепях эмиттеров транзисторов и межкаскадных разделительных конденсаторов определяют f_H . Если в выходном каскаде разделительный конденсатор отсутствует (схема с двухполярным источником питания), то все ёмкости могут иметь приемлемые величины, в противном случае низкочастотная коррекция за счёт C_f в цепи питания транзистора первого каскада приобретает важное значение. С использованием коррекции этого вида можно уменьшить F_H или даже осуществить подъём АЧХ в области НЧ, тем са-

мым уменьшить номиналы C_p и C_3 . Рекомендуется выбирать оптимальные значения C_ϕ . Для заданных R_ϕ и R_k (см. схему рис. 11) вычисляются величины [3]:

$$a = \frac{R_\phi}{R_k}; \quad b = \frac{R_k}{R_k + R_{\text{вх сл}}}; \quad m_{\text{опт}} = \sqrt{(ab)^2 + (1+a)^2 - (1+ab)^2} - ab.$$

При $m_{\text{опт}}$ нижняя граничная частота уменьшается в $B(a)$ раз:

$$B(a) = \frac{F_{\text{н}}}{F_{\text{нк}}} \approx \frac{1+a}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \sqrt{1 + (2m_{\text{опт}} / (1+a))^2}}.$$

Определим уровни частотных искажений, вносимых каждой блокировочной и разделительной ёмкостями. Общий уровень искажений на частоте $F_{\text{н}}$ задается величиной $M_{\text{н}\Sigma} = 0,707$ (-3 дБ). При однополярном питании ОК выходной конденсатор следует рассчитывать исходя из максимально приемлемого уровня $M_{\text{н вых}}$ порядка -2 дБ. Оставшийся -1 дБ распределяется между разделительными и блокировочными ёмкостями, причём на блокировочные ёмкости уровень должен задаваться в 2 – 3 раза выше. Например, при двух разделительных и двух блокировочных ёмкостях можно считать: $M_{p1} = M_{p2} = -0,1$ дБ, $M_{\phi 1} = M_{\phi 2} = -0,4$ дБ т. е. $M_{p1} + M_{p2} + M_{\phi 1} + M_{\phi 2} = -1$ дБ.

При двухполярном питании выходного конденсатора нет, и заданный уровень искажений распределяется только между разделительными и блокировочными конденсаторами. Во всех случаях в каскаде с НЧ коррекцией ёмкость разделительного конденсатора может быть существенно снижена и определена как

$$C_{p2} \geq \frac{1}{2\pi F_{\text{н}} R_{\text{н}} B(a)} / \sqrt{10^{-0,1M_{p2}} - 1},$$

где $F_{\text{н}}$ – нижняя граничная частота усилителя, $R_{\text{н}}$ – нагрузка каскада с коррекцией по переменному току $R_{\text{н}} = R_k + R_{\text{ст}} \parallel R_{\text{вх сл}}$.

Ёмкость фильтра

$$C_\phi \geq \frac{M_{\text{опт}}}{2\pi F_{\text{н}} R_\phi B(a)} / \sqrt{10^{-0,1M_{\phi 1}} - 1}.$$

Ёмкость выходного разделительного конденсатора для каскада без НЧ коррекции

$$C_p \geq \frac{1}{2\pi F_{\text{н}} (R_k + R_{\text{вх сл}})} / \sqrt{10^{-0,1M_p} - 1},$$

где $R_{\text{вх сл}}$ – входное сопротивление последующего каскада по переменному току.

Ёмкость входного разделительного каскада

$$C_{p1} \geq \frac{1}{2\pi F_H (R_{ист} + R_{вх}^1)} / \sqrt{10^{-0,1M_{p1}} - 1},$$

где $R_{ист}$ – выходное сопротивление источника сигнала, $R_{вх}^1$ – входное сопротивление предварительного каскада усиления.

Ёмкость выходного конденсатора

$$C_{вых} \geq \frac{1}{2\pi F_H R_H} / \sqrt{10^{-0,1M_{нвых}} - 1}.$$

Блокировочные ёмкости C_3 :

$$C_3 \geq \frac{1}{2\pi F_H R_3} / \sqrt{(1 + SR_3)(10^{-0,1M_{б2}} - 1)}.$$

Номиналы рассчитанных емкостей принимаются равными ближайшему значению в ряде стандартизованных значений.

При выборе конкретных типов емкостей следует иметь в виду, что рабочее напряжение электролитических конденсаторов указывается по постоянному току. Рабочее напряжение по переменному току у них, как правило, меньше.

2.9. Обратные связи в усилителе

В современных усилителях широко применяются обратные связи (ОС) различных видов. Это объясняется тем, что высокие требования, предъявляемые к усилителям, по существу не могут быть реализованы без применения ОС. Наиболее широкое применение получила отрицательная ОС, стабилизирующая усиление и исходные режимы работы транзисторов, а также снижающая относительные величины искажений и шумов. С помощью ОС можно также корректировать АЧХ усилителя. При однопетлевой отрицательной ОС АЧХ усилителя можно определить как [4]:

$$Y_{ос}(f) = A_0 / \sqrt{\frac{1}{Y^2(f)} + 2 \frac{\cos \varphi(f)}{Y(f)} (A_0 - 1) + (A_0 - 1)},$$

где $Y(f)$ – нормированная АЧХ усилителя без ОС, $\varphi(f)$ – ФЧХ усилителя без ОС, A_0 – глубина ООС для средних частот диапазона.

Критерием при определении требуемой глубины ООС A_0 в зависимости от условий проектирования может служить одна из следующих величин:

- допустимые значения неустойчивости усилителя,
- уровень $Y_{oc}(f)$,
- коэффициент гармоник.

Если критерием является коэффициент неустойчивости, то

$A_0 = (m - 1)/(m \cdot (a + 1))$, где a – номинальный коэффициент нагрузки оконечного каскада: $a = R_{н\ min}/R_n$, $m = R_{н\ max}/R_{н\ min}$, R_n – номинальная нагрузка усилителя.

Если критерием является нормированный коэффициент усиления $Y_{oc}(f)$ для любой частоты рабочего диапазона, то

$$A_0 = \frac{1/Y^2(f) + 2\cos\varphi(f)/Y(f) + 1}{\sqrt{\left[\left(\frac{\cos\varphi(f)}{Y(f)} - 1\right)^2 + \left(\frac{1}{Y^2(f)} - \frac{2\cos\varphi(f)}{Y(f)} + 1\right)\right] \left(\frac{1}{Y_{oc}^2(f)} - 1\right) - \left(\frac{\cos\varphi(f)}{Y(f)} - 1\right)}$$

Если критерием является коэффициент гармоник, то $A_0 = K_r / K_{r\ зад.}$

Из четырех видов ООС в усилителях мощности наиболее часто применяются обратные связи, последовательные по напряжению. Пример её реализации приведён на рис. 16. ОС такого типа повышает стабильность работы усилителя, снижает нелинейные искажения, увеличивает входное сопротивление, корректирует его АЧХ.

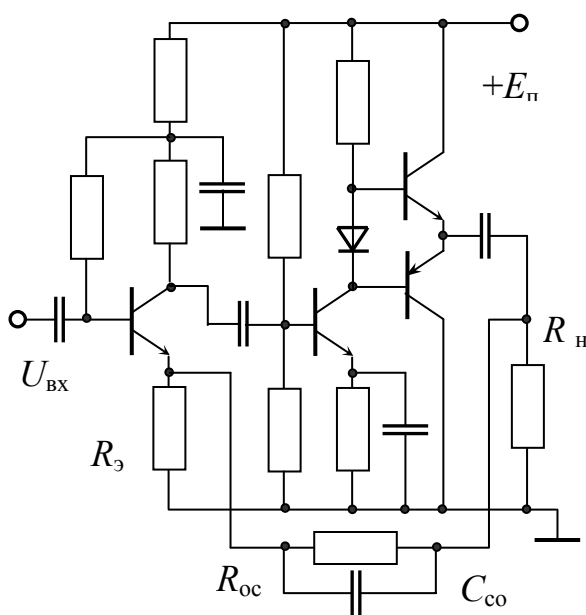


Рис.16. Последовательная по напряжению обратная связь в усилителе

В схеме (рис.16) для сигнала ОС входной каскад включён по схеме с ОБ по постоянному и переменному току. В нём же действует и местная ОС за счёт резистора в цепи эмиттера первого транзистора. Её глубина

$$F = 1 + \frac{R_3(\beta_0 + 1)}{r_{\bar{c}} + r_3(\beta_0 + 1)}$$

При $F \leq 1,1$ эта обратная связь практически отсутствует. Однако при большом R_3 её влияние на входное сопротивление каскада и коэффициент усиления следует учитывать.

Широко применяется также введение сигнала ОС на инвертирующий вход дифференциального каскада, что позволяет при большом входном сопротивлении ДК исключить шунтирующее влияние цепи ОС.

Порядок расчета обратной связи следующий (рис.16) [4]:

1. Исходя из выбранного критерия вычисляют глубину обратной связи A_0 .
2. Коэффициент нагрузки цепи обратной связи (см. рис. 16):

$$b_u = \frac{R_{\text{вх}1}}{R_{\text{ос}} + R_{\text{вх}1}} = \frac{A_0 - 1}{K_u},$$

где K_u – общий коэффициент усиления всего усилителя, $R_{\text{вх}1} = R_{\text{э}} \parallel R_{\text{вх об}}$.

При расчетах предварительного усилительного каскада необходимо предусмотреть запас по K_u в 5 – 20 раз, если предполагается введение ООС.

3. При известном $R_{\text{вх}}$ (или $R_{\text{вх диф к}}$), определяемом при расчете входного каскада усилителя,

$$R_{\text{ос}} = \frac{R_{\text{вх}}(1 - b_u)}{b_u}.$$

Для схемы рис. 16 $R_{\text{вх}} \approx R_{\text{э}}$. Если $R_{\text{ос}} \gg R_{\text{э}}$, то ОС по постоянному току можно пренебречь.

4. Входное и выходное сопротивление цепи ОС

$$R_{\text{вх ос}} \approx R_{\text{вх}} + R_{\text{ос}}; \quad R_{\text{вых}} \approx b_u R_{\text{ос}}.$$

5. Петлевое усиление

$$F = K_u \frac{G_{\text{н}}}{G_{\text{вх ос}} + G_{\text{н}}} b_u \frac{R_{\text{вх}} + R_{\text{ист}}}{R_{\text{вых ос}} + R_{\text{вх}} + R_{\text{ист}}} = K_u' b_u,$$

где $R_{\text{ист}}$ – выходное сопротивление источника сигнала, нагрузкой которого является каскад, куда вводится ОС; $R_{\text{вх}}$ – входное сопротивление каскада без ОС, $G_{\text{н}}$ – проводимость нагрузки, с которой снимается сигнал ОС.

6. Коэффициент усиления усилителя с обратной связью

$$K_{u \text{ос}} = \frac{K_u}{1 + F}.$$

Необходимо проверить, обеспечивает ли полученный коэффициент усиления при заданном уровне входного сигнала необходимую амплитуду возбуждения ОК:

1. Входное сопротивление схемы, охваченной обратной связью:

$$R_{\text{вх}}^{\text{ОС}} = R_{\text{вх}} F + R_{\text{вых}}.$$

2. Выходная проводимость схемы, охваченной ОС,

$$G_{\text{вых ос}} = G_{\text{вых}} (1 + K_{u \text{ос}}' b_u) + G_{\text{вх ос}},$$

где $K'_{\text{ухх}} = \frac{G_{\text{н}} + G_{\text{вых}} + G_{\text{вх ос}}}{G_{\text{вых}}} K'_u$, $G_{\text{вых}}$ – выходная проводимость схемы, с которой снимается сигнал ОС.

$$\text{Для каскада с ОК } G_{\text{вых}} \approx \frac{S}{1 + G_{11} R_{\Gamma}}.$$

3. Нестабильность коэффициента усиления и коэффициент гармоник

$$\frac{\Delta K_{U\text{ос}}}{K_{U\text{ос}}} = \frac{\Delta K_U}{K_U(1+F)}, \quad K_{\Gamma\text{ос}} = \frac{K_{\Gamma}}{(1+F)}.$$

При расчете АЧХ усилителя следует полагать, что его нормированная частотная характеристика без ОС имеет вид (в области ВЧ):

$$Y(f) = 1 / (1 + j(f / F_{\text{в}})) \quad , \quad f_{\text{в}} = 1 / (2\pi \sum_i \tau_{\text{в}i}) \quad ,$$

где $\tau_{\text{в}i}$ – постоянная времени в области верхних частот i -го каскада усилителя.

В принципе, за счет выбора глубины обратной связи можно добиться требуемого уровня $Y_{\text{ос}}(f)$ на любой заданной частоте f . Однако с точки зрения устойчивости полученная $Y_{\text{ос}}(f)$ может отличаться от оптимальной. Тогда цепь обратной связи должна быть частотнозависимой (см. рис. 16), а нормированная АЧХ усилителя с ОС имеет вид:

$$Y_{\text{ос}}(f) = \frac{Y(f)}{1 + Y(f)Y_r(f)} \quad ,$$

где $Y_r(f)$ – нормированная АЧХ цепи обратной связи.

Для рис. 16

$$Y_r(f) = \frac{1 + jf / f_1}{1 + jf / f_2} \quad ,$$

где $f_1 = 1 / (2\pi C_{\text{ос}} R_{\text{ос}})$, $f_2 = f_1(1 + R_{\text{ос}} / R_{\text{э}})$.

Так как $f_2 > f_1$, влиянием частотной зависимости знаменателя можно пренебречь и $Y_r(f) \approx 1 + j(f / f_1)$. Частоту f_1 следует выбирать как $f_1 = A_0 f_0$, где f_0 – средняя частота диапазона, тогда величина корректирующей ёмкости $C_{\text{ос}} = 1 / (2\pi f_1 R_{\text{ос}})$. После расчета $R_{\text{ос}}$ и $C_{\text{ос}}$ необходимо построение $|Y_{\text{ос}}(f)|$ в диапазоне частот от $0,5F_{\text{в}}$ до $2F_{\text{в}}$.

При применении в цепи обратной связи четырехполюсников иного типа схема расчетов остается прежней, меняется лишь форма АЧХ цепи обратной связи. Наиболее частое применение нашло сочетание формирующего и ограничивающего звеньев. Для проверки устойчивости усили-

теля можно построить годограф его петлевого усиления и воспользоваться критерием Найквиста.

2.10. Регулировка усиления и тембра

Регулировка усиления в заданных пределах должна обеспечивать минимальную величину искажений, вызываемых регулировкой, логарифмическую равномерность регулировки и не оказывать влияния на относительный уровень шумов. Регулировка усиления осуществляется введением затухания в цепь усиления, а также изменением глубины общей или местной ООС в одном из каскадов. Место включения регулятора определяется следующими соображениями [4].

При включении регулятора на входе усилителя, особенно при его большой чувствительности, возникает опасность повышения относительного уровня шумов. По мере приближения места включения регулятора к выходу усилителя увеличивается вероятность возрастания нелинейных искажений. Включение регулятора в петлю общей ООС уменьшает диапазон регулировки и глубину обратной связи, что приводит к изменению эквивалентных параметров усилителя. Поэтому можно рекомендовать включение регулятора в тракт усилителя, где максимальные уровни сигнала не превышают 10 – 100 мВ.

Введением затухания в цепь усиления можно осуществить последовательную (рис. 17, а) и потенциометрическую регулировки (рис. 17, б)

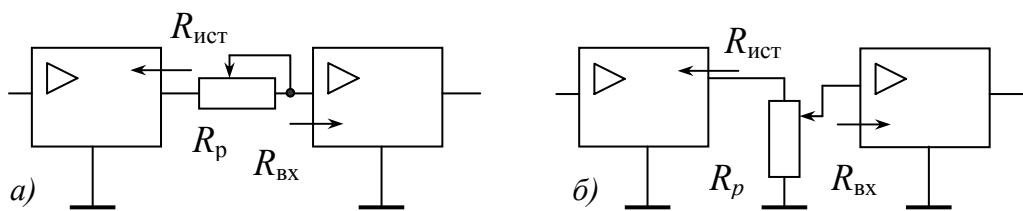


Рис. 17. Схемы регулировки усиления

При последовательной регулировке требуемое сопротивление регулятора

$$R_p = (D_p - 1)R_{вх} ,$$

где $R_{вх}$ – входное сопротивление каскада, перед которым включен регулятор; $D_p = K_{u \max} / K_{u \min}$ – глубина регулировки, которая обычно задается в пределах $30 \div 100$ ($30 \div 40$ дБ).

Во избежание чрезмерно больших величин R_p последовательную регулировку лучше всего применять на входе каскада с ОЭ. Так как при введении регулятора эквивалентное сопротивление источника сигналов увеличивается, то спад АЧХ на верхних частотах также увеличивается, а на нижних уменьшается.

Потенциометрическая регулировка усиления при большом отношении $R_{вх} / R_{ист}$ может обеспечить полное отсутствие искажений в процессе регулировки. Практически достаточно иметь $R_{вх} / R_{ист} = 100 \div 1000$ и, выбирая $R_p = \sqrt{R_{ист} R_{вх}}$, можно получить $R_{вх} / R_p = R_p / R_{ист} = 10 \div 30$. Для этого необходимо включить регулятор между двумя эмиттерными повторителями или применить после регулятора каскад на полевом транзисторе.

Известно, что при пониженной громкости восприятие уровня нижних и верхних тонов по сравнению со среднечастотными тонами снижается. Регулировка усиления, при которой учитывается это обстоятельство, называется тонкомпенсированной, одна из схем которой приведена на рис. 18.

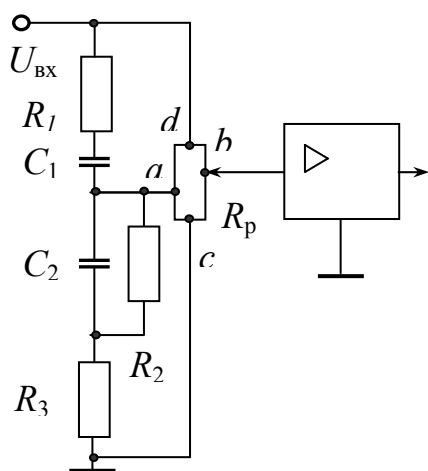


Рис. 18. Тонкомпенсированный регулятор громкости

Относительный подъем уровня низких частот обеспечивается ослаблением шунтирующего действия цепи $R_3 C_2$ по отношению к сопротивлению части потенциометра R_{ac} . Относительный подъем уровня сигнала на высоких частотах обеспечивается возрастанием шунтирующего действия цепи $R_1 C_1$ по отношению к сопротивлению части потенциометра R_{ad} . При этом влияние цепей

$R_3 C_2$ и $R_1 C_1$ оказывается тем большим, чем меньше сопротивление R_{ab} . Данные регулятора следующие: $R_1 = 1,8$ кОм, $R_2 = 1,0$ кОм, $R_3 = 22$ кОм.

Сопротивление потенциометра $R_p = 47 \text{ кОм}$, при этом $R_{ad} = 0,6R_p$. Иногда применяют два отвода от регулировочного потенциометра с двумя корректирующими RC цепями.

Регулировка тембра применяется для получения оптимального характера звучания воспроизводимых музыкальных и речевых передач. К регуляторам тембра предъявляются следующие требования:

- плавная и независимая регулировка АЧХ на нижних и верхних частотах;
- неизменность вносимого затухания на средних частотах;
- выполнение регулировок посредством изменения одного активного сопротивления при неизменных емкостях и отсутствии индуктивности.

Этим требованиям отвечают широко применяемые регуляторы тембра, схемы которых для нижних и верхних частот приведены на рис. 19. Если ввести обозначения: A – коэффициент включения движков потенциометров ($A=0$, если движки находятся в верхнем положении) и m – коэффициент коррекции, определяющий положение средней частоты в диапазоне регулирования, то вносимое регулятором затухание на этой частоте равно

$$a = a_0 = 20 \lg(1 + m) .$$

В области нижних и верхних частот величина a является частотнозависимой, причем при $A > m/(m+1)$ затухание возрастает, а при $A < m/(m+1)$ затухание уменьшается по сравнению с величиной a_0 . Изменения затухания, вносимые регуля-

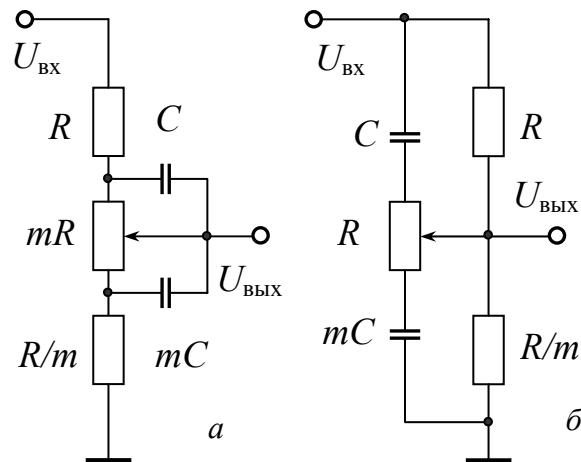


Рис.19. Схемы регуляторов тембра:
 a – нижних частот ; b – верхних частот.

тором, находятся как разности $\Delta a = (a - a_0)$. Величину m при этом удобно вычислять по зависимостям $m = f(\Delta a)$ для различных значений $x = f_2/f_1$, где f_1 – частота начала подъема или спада, а f_2 – частота, на

которой необходимо получить требуемую Δa ($A = 0$ и $A = 1$ соответственно). Кривые для определения m в области НЧ и ВЧ приведены на рис. 20 [4]. Выбирать следует минимальный коэффициент коррекции m , обеспечивающий требуемый подъем (или спад) на заданной нормированной частоте $x = f_2/f_1$.

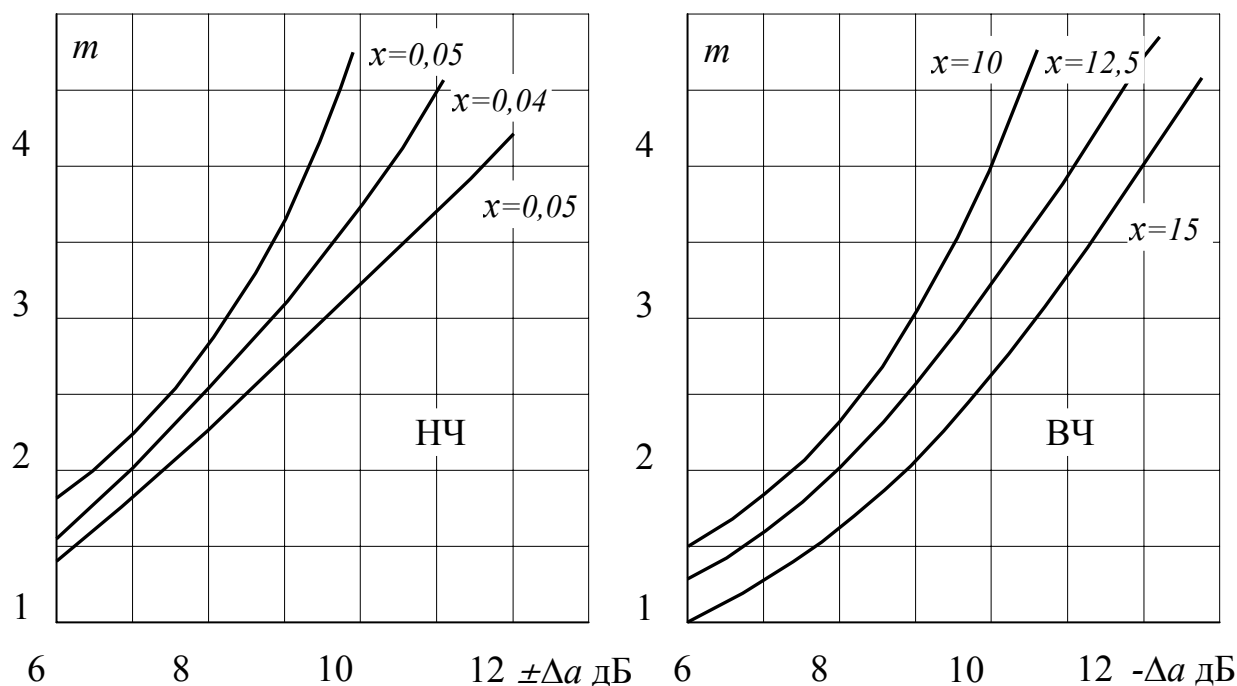


Рис.20. Зависимость коэффициента коррекции m от требуемой величины подъема или спада АЧХ $\pm\Delta a$ дБ регулятора тембра

Регуляторы можно объединить и включить между двумя каскадами. При этом сопротивление источника сигнала должно быть в $10 \div 30$ раз меньше величины R , а входное сопротивление последующего каскада соответственно в $10 \div 30$ раз больше R . Заметим при этом, что каскады с общим коллектором позволяют реализовать такие требования. После выбора R вычисляют постоянные времени регулятора

$$\tau_{\text{НЧ}} = 5/2\pi f_1 \quad \text{и} \quad \tau_{\text{ВЧ}} = 0,5/2\pi f_1,$$

и определяются соответствующие емкости (мкФ) $C = 10^6 \tau / R$.

2.11. Защита выходного каскада

В оконечных каскадах усилителей, работающих при двухполярном питании, весьма вероятно повышение выходной мощности относительно номинальной за счет возможного короткого замыкания выхода усилителя на землю. В этих случаях для мгновенной защиты от перегрузки применяются мостовые схемы, включаемые на выход усилителя. Пример такой схемы приведен на рис. 21. Резисторы R_5 , R_6 включаются последовательно с нагрузкой. Чтобы КПД усилителя не уменьшилось, сопротивление этих резисторов должно быть намного меньше сопротивления нагрузки

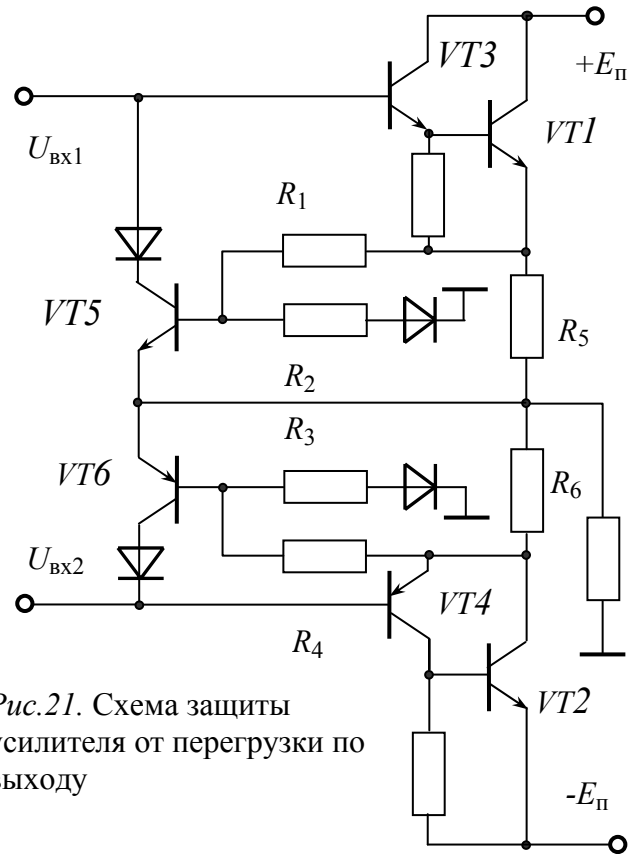


Рис.21. Схема защиты усилителя от перегрузки по выходу

нагрузки $(0,05 \div 0,1)R_{н}$. При положительной полярности сигнала на выходе усилителя мост, состоящий из резисторов R_1 , R_2 , R_3 и R_4 , сбалансирован ($R_3/R_{н \min} = R_1/R_2$), транзисторы $VT5$ и $VT6$ закрыты. При уменьшении сопротивления нагрузки до величины, меньшей $R_{н \min}$, между базой и эмиттером $VT5$ создается отпирающее напряжение. При этом шунтируется входная цепь верхнего плеча оконечного усилителя, выходное напряжение (и ток соответственно) ограничивается.

При сигнале отрицательной полярности схема действует аналогично, но мост образуется из резисторов R_4 , R_5 , R_6 , и $R_{н}$. Разбалансировка этого моста отпирает $VT6$, который шунтирует входную цепь нижнего плеча оконечного каскада.

Диоды служат для предотвращения срабатывания транзисторов $VT5$ и $VT6$ при разбалансировке моста в другую сторону, т.е. когда $R_{н} > R_{н \min}$.

2.12. Типовая схема усилителя мощности

На рис. 22 представлена типовая схема усилителя мощности звукового диапазона частот.

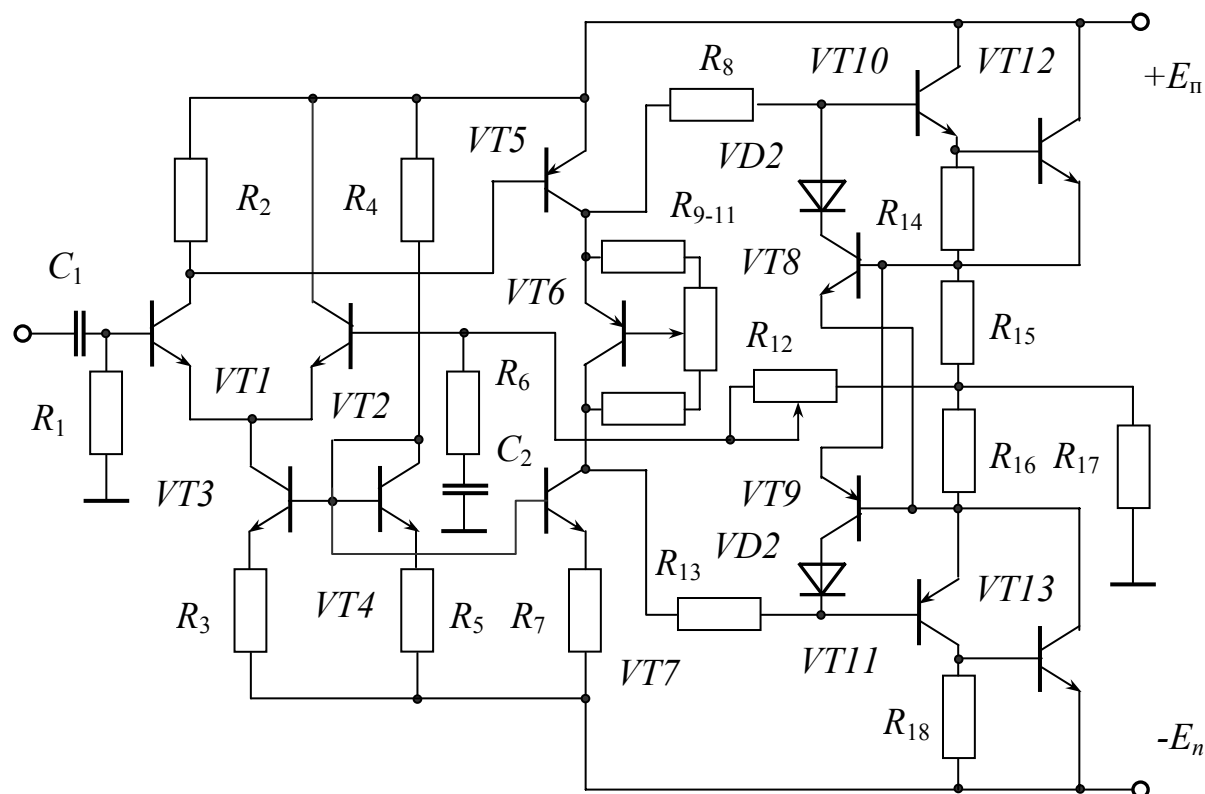


Рис.22. Схема усилителя мощности

Выходной каскад собран на составных транзисторах: $VT10 \div VT12$ – верхнее плечо; $VT11 \div VT13$ – нижнее плечо. При отсутствии выходного конденсатора и двухполярном питании выходные транзисторы защищены от перегрузки схемой защиты ($VT8 \div VT9$). Транзистор предоконечного каскада ($VT5$) имеет динамическую нагрузку в виде схемы с ОБ ($VT7$), на которую задается опорное напряжение с источника напряжения ($R4 - VT5 - R5$). Напряжение смещения на базы выходных транзисторов задается регулируемым стабилитроном ($R9-10 - VT6$). Входной каскад – дифференциальный ($VT1 \div VT3$), что позволяет охватить весь усилитель обратной связью, последовательной по напряжению ($R17 - R6$ – база $VT2$). Обратная связь стабилизирует режим работы усилителя по постоянному и переменному току. Коэффициент усиления по напряжению задается переменным резистором $R12$, а верхние рабочие частоты ограничиваются цепочкой $R6 - C2$.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

Стандартизированные ряды номинальных значений сопротивлений резисторов с различными допускаемыми отклонениями

Допускаемые отклонения от номинальных величин сопротивлений								
±5%	±10%	±20%	±5%	±10%	±20	±5%	±10%	±20%

Номинальные сопротивления: омы; десятки ом; сотни ом; килоомы; десятки килоом; сотни килоом; мегаомы

1,0	1,0	1,0	2,2	2,2	2,2	4,7	4,7	4,7
1,1			2,4			5,1		
1,2	1,2		2,7	2,7		5,6	5,6	
1,3			3,0			6,2		
1,5	1,5	1,5	3,3	3,3	3,3	6,8	6,8	6,8
1,6			3,6			7,5		
1,8	1,8		3,9			8,2	8,2	
2,0			4,3			9,1		
						10	10	10

Переменные непроволочные резисторы изготавливаются только по этому ряду, начиная с 47 Ом, с допускаемыми отклонениями от номинала ±20%, ±25% , ±30%.

Приложение 2

Стандартизированный ряд номинальных значений напряжений источников питания постоянного тока (в В):

3,0 4,0 4,5 5,0 5,2 6,0 6,3 9,0 10 12,0 12,6 15 20 24,0 27,0 30
36 40 48 54 60 80 125 150 200 250

Стандартизированные ряды номинальных значений емкостей
конденсаторов постоянной емкости

±2%, ±5%	±10%	±20%	±5%, ±10%	±20%	±5%	±10%	±20%
Номинальные емкости: пикофарды, десятки, сотни и тысячи пикофард			Номинальные емкости: микрофарды				
1,0	1,0	1,0	0,01	0,01	0,1	1,0	10
1,1							
1,2	1,2		0,012				
1,5	1,5	1,5	0,015	0,015	0,15	1,5	15
1,6							
1,8	1,8		0,018	0,018			
2,0							
2,2	2,2	2,2	0,022	0,022	0,22	2,2	22
2,4							
2,7	2,7		0,027				
3,0							
3,3	3,3	3,3	0,033	0,033	0,33	3,3	33
3,6							
3,9	3,9		0,039				
4,3							
4,7	4,7	4,7	0,047	0,047	0,47	4,7	47
5,1							
5,6	5,6		0,056				
6,2							
6,8	6,8	6,8	0,068	0,068	0,68	6,8	68
7,5							
8,2	8,2	8,2	0,082				
9,1							
10	10	10					100

Стандартизированные емкости электролитических конденсаторов:
1, 2, 5, 10, 20, 50, 100, 200, 500, 1000, 2000 и 5000 мкФ.

Список рекомендуемой литературы

1. *Войшвилло, Г. В.* Усилительные устройства / Г. В. Войшвилло. – М.: Связь, 1977. – 384 с.
2. *Цыкин, Г. С.* Усилительные устройства / Г. С. Цыкин. – М.: Связь, 1971. – 366 с.
3. *Мамонкин, И. Г.* Усилительные устройства / И. Г. Мамонкин. – М.: Связь, 1977. – 360 с.
4. Проектирование транзисторных усилителей звуковых частот / Н. Л. Безладнов, Б. Я. Герценштейн, В. К. Кожанов; под ред. Н. Л. Безладнова. – М.: Связь, 1978. – 368 с.
5. *Остапенко, Г. С.* Усилительные устройства: учеб: пособие для вузов / Г. С. Остапенко. – М.: Радио и связь, 1989. – 400 с.
6. *Павлов, В. Н.* Схемотехника аналоговых электронных устройств: учеб. для вузов / В. Н. Павлов, В. Н. Ногин. – М.: Горячая линия – Телеком, 2001. – 320 с.

Оглавление

1. СОДЕРЖАНИЕ И ОБЪЕМ КУРСОВОГО ПРОЕКТА.....	3
1.1. Задание на курсовой проект	4
1.2. Порядок проектирования усилителя УНЧ	6
2. РАСЧЕТ ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ СХЕМ УНЧ.....	7
2.1. Оконечные каскады усилителей.....	7
2.2. Выбор режимов работы активных элемент.....	8
2.3. Схемотехника оконечного каскада и порядок его расчета ...	9
2.4. Предоконечный каскад усилителя	14
2.5. Расчёт предварительного каскада.....	20
2.6. Дополнительные сведения.....	24
2.7. Расчет коэффициента гармоник – K_G	25
2.8. Расчет частотных характеристик.....	27
2.9. Обратные связи в усилителе	31
2.10. Регулировка усиления и тембра	35
2.11. Защита выходного каскада.....	39
2.12. Типовая схема усилителя мощности	40
3. Приложения.....	41
Список рекомендуемой литературы.....	43

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ТРАНЗИСТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ
НИЗКОЙ ЧАСТОТЫ

Методические указания к курсовому проектированию

Составитель
ЕФИМОВ Владислав Алексеевич

Ответственный за выпуск – зав. кафедрой профессор О.Р. Никитин

Редактор Е.В. Невская
Корректор В.В. Гурова
Компьютерная верстка С.В. Павлухиной

ЛР № 020275. Подписано в печать 12.05.05.
Формат 60x84/16. Бумага для множит. техники. Гарнитура Таймс.
Печать на ризографе. Усл. печ. л. 2,56. Уч.-изд. л. 2,71. Тираж 100 экз.

Заказ
Редакционно-издательский комплекс
Владимирского государственного университета.
600000, Владимир, ул. Горького, 87.