

Министерство образования и науки Республики Беларусь
БЕЛОРУССКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИНФОРМАТИКИ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ

Кафедра радиотехнических устройств

В.Т. Крушев Э.Г. Попов Н.И. Шатило

МЕТОДИЧЕСКОЕ ПОСОБИЕ
по проведению курсового проектирования
по курсу "Аналоговые электронные устройства"
для студентов специальности
"Радиотехника" и "Радиотехнические системы"

Минск 1997

УДК 621.382.8:621.375.4

Методическое пособие по проведению курсового проектирования по курсу "Аналоговые электронные устройства" для студентов всех форм обучения специальности "Радиотехника" и "Радиотехнические системы" .- Мн.: БГУИР, 1997 - с.

В пособии приводится методика расчета и даются рекомендации для выполнения курсового проекта по курсу "Аналоговые электронные устройства", рассматривается порядок оформления пояснительной записки и графической части проекта. В конце пособия приведены типовые задания по курсовому проектированию для студентов заочной формы обучения.

Ил.10, табл. 6, прил. 1, список лит. -16 назв.

©Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники

СОДЕРЖАНИЕ

СОДЕРЖАНИЕ.....	3
1. РАЗРАБОТКА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ.....	5
1.1. АНАЛИЗ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗАДАНИЯ.....	5
1.2. РАЗРАБОТКА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ.....	5
1.3. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ЧИСЛА КАСКАДОВ.....	6
2. РАЗРАБОТКА ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ.....	8
2.1. ВЫБОР СХЕМЫ УМ.....	8
2.2. ВЫБОР ЦЕПИ ТЕРМОСТАБИЛИЗАЦИИ.....	11
2.3. РАСЧЕТ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА.....	12
2.4. РАСЧЕТ ПРЕДОКОНЕЧНОГО КАСКАДА.....	19
2.5. РАСЧЕТ ВХОДНОГО КАСКАДА.....	22
3. РАСЧЕТ УЗЛОВ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ.....	30
3.1. РАСЧЕТ МОСТОВОГО РЕГУЛЯТОРА ТЕМБРА.....	30
3.2. РАСЧЕТ КАСКАДА ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ.....	33
ПРИЛОЖЕНИЕ.....	39
1. РЯДЫ НОМИНАЛОВ РЕЗИСТОРОВ И КОНДЕНСАТОРОВ.....	39
2. КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ.....	39
2.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ.....	39
2.2. ЗАДАНИЕ НА ПРОЕКТИРОВАНИЕ.....	39
2.3. ТРЕБОВАНИЯ К ОФОРМЛЕНИЮ ПОЯСНИТЕЛЬНОЙ ЗАПИСКИ И ЧЕРТЕЖЕЙ.....	40
ЛИТЕРАТУРА.....	42
ЛИТЕРАТУРА ПО ОФОРМЛЕНИЮ ДОКУМЕНТОВ И ЧЕРТЕЖЕЙ.....	42

1. РАЗРАБОТКА СТРУКТУРНОЙ СХЕМЫ.

1.1. Анализ технического задания

В техническом задании (ТЗ) на схемотехническое проектирование усилителей сигналов звуковой частоты (УСЗЧ) указываются, как правило, следующие основные параметры:

- назначение и группа сложности аппаратуры ;
- P_n , Вт - номинальная выходная мощность усилителя;
- R_n , Ом - сопротивление нагрузки;
- E_r , В - ЭДС источника сигнала;
- R_r , Ом - внутреннее сопротивление источника сигнала;
- K_r , % - допустимый коэффициент гармоник;
- f_n, f_v , Гц - нижняя и верхняя предельные частоты;
- M , +дБ - неравномерность АЧХ в полосе;
- Δb_t , +дБ - пределы регулировки тембра;
- $t^{\circ max}$ - максимальное значение температуры окружающей среды.

Назначение и группа сложности непосредственно влияют на технические особенности устройства.

В стационарной аппаратуре напряжение питания определяется требуемой мощностью УСЗЧ, причем в аппаратуре нулевой и первой групп сложности допустимо использование двуполярного питания.

При разработке УСЗЧ для переносной аппаратуры нужно ориентироваться на напряжение питания из ряда 6; 9 или 12В, причем напряжение 12В допустимо лишь в аппаратуре нулевой группы сложности.

В автомобильной аппаратуре напряжение питания принимается равным 13,2В (среднее напряжение в бортовой сети автомобиля).

Соответственно, более жесткие условия эксплуатации переносной и автомобильной аппаратуры определяют повышенные требования к температурной стабилизации режимов транзисторов.

1.2. Разработка структурной схемы

Укрупненная структурная схема усилителя сигналов звуковой частоты представлена на рис.1.1.

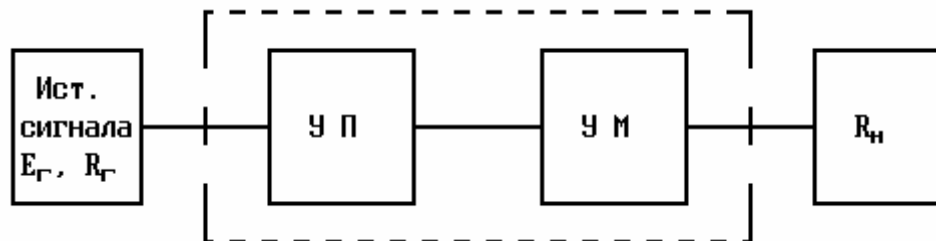


Рис.1.1

Предварительный усилитель (УП) осуществляет основное усиления сигнала по напряжению до уровня 0,1...1 В, необходимого для работы усилителя

мощности (УМ). Кроме того, в УП осуществляются оперативные регулировки уровня сигнала (громкости) и тембра (коррекция АЧХ).

Усилитель мощности обеспечивает основное усиление мощности до уровня, заданного в ТЗ.

1.3. Определение числа каскадов

Расчет производится, исходя из требуемого усиления сигнала по напряжению.

1) Определяется номинальный сквозной коэффициент передачи

$$K_E = \frac{U_H}{E_{\Gamma}} = \frac{\sqrt{P_H R_H}}{E_{\Gamma}} ; \quad (1.1)$$

2) Задаются необходимым запасом усиления для обеспечения заданных характеристик усилителя:

а) на введение ООС запас численно равен глубине обратной связи F , обеспечивающей снижение нелинейных искажений оконечного каскада усилителя до установленного заданием предела:

$$F \gg \frac{k_{\Gamma \text{ ок}}}{k_{\Gamma \text{ зад}}} , \quad (1.2)$$

где $k_{\Gamma \text{ ок}} = 15...20\%$ - коэффициент гармоник оконечного двухтактного каскада без ООС;

б) запас на регулировку тембра определяется коэффициентом коррекции частотной характеристики

$$m \gg 10^{\frac{|\Delta b_{T \max}|}{20}} ; \quad (1.3)$$

в) технологический запас, учитывающий разброс параметров компонентов

$$K_3 = 1,5... 2 .$$

3) Требуемый сквозной коэффициент усиления

$$K_{E \text{ тр}} \gg K_E \cdot F \cdot m \cdot K_3 . \quad (1.4)$$

4) Определяем число каскадов усиления по напряжению:

$$n \geq \frac{\lg K_{E \text{ тр}}}{\lg K_n}, \quad (1.5)$$

где $K_n = 30 \dots 40$ - усредненный коэффициент усиления по напряжению для одного каскада.

5) Определяем необходимость мер по согласованию цепей передачи сигнала в усилительном тракте.

Для уменьшения потерь в цепи источника сигнала входное сопротивление усилителя должно удовлетворять условию:

$$R_{вх} \geq (5 \dots 10) R_r. \quad (1.6)$$

Входное сопротивление усилителя зависит от схемы включения, режима работы и параметров транзисторов. Типовые значения $R_{вх}$ каскадов предварительного усиления на биполярных транзисторах составляют:

при включении ОЭ $R_{вх \text{ оэ}} \approx 1 \dots 10 \text{ кОм}$,

при включении ОК $R_{вх \text{ ок}} \approx 10 \dots 100 \text{ кОм}$.

Для каскадов, собранных на полевых транзисторах с управляющим р-п переходом:

при включении ОИ $R_{вх \text{ ои}} \approx 0,1 \dots 1 \text{ МОм}$.

при включении ОС $R_{вх \text{ ос}} \approx 1 \dots 10 \text{ МОм}$.

Таким образом, если для схемы ОЭ не выполняется условие (1.6), то на входе усилителя желательно включить дополнительный согласующий каскад по схеме ОК (эмиттерный повторитель). Поскольку повторитель не усиливает по напряжению, то данный каскад не входит в число каскадов, рассчитанное по формуле (1.5).

Если и эмиттерный повторитель не обеспечивает требуемого согласования, то принимают решение об использовании полевых транзисторов. При этом следует иметь в виду, что у каскада на полевом транзисторе по схеме ОИ усиление примерно на порядок меньше, чем у схемы ОЭ и обычно не превышает $3 \dots 10$ раз (по напряжению). Поэтому данный каскад войдет в число, определенное по выражению (1.5), лишь при наличии достаточного запаса в величине $K_{E \text{ тр}}$. В отношении истокового повторителя (схема ОС) принимают $K=1$.

б) Места включения регулировок определяют, исходя из следующих соображений.

Регулятор усиления (РУ), как правило, ставится на входе усилителя. Однако если $E_r \leq 1 \dots 3 \text{ мВ}$, то для снижения шумов и помех, вносимых регулятором, его ставят после первого каскада усиления напряжения.

Пассивный регулятор тембра (РТ) чувствителен к изменению сопротивления внешних цепей, поэтому от регулятора усиления его необходимо отделять как минимум одним каскадом. Входное сопротивление следующего за РТ каскада должно быть достаточно большим. Наилучшим решением при высоких требованиях к усилителю является применение здесь повторителя напряжения или каскада на полевом транзисторе.

В качестве примера приведем структурную схему усилителя при числе каскадов $n = 3$ (рис.1.2).

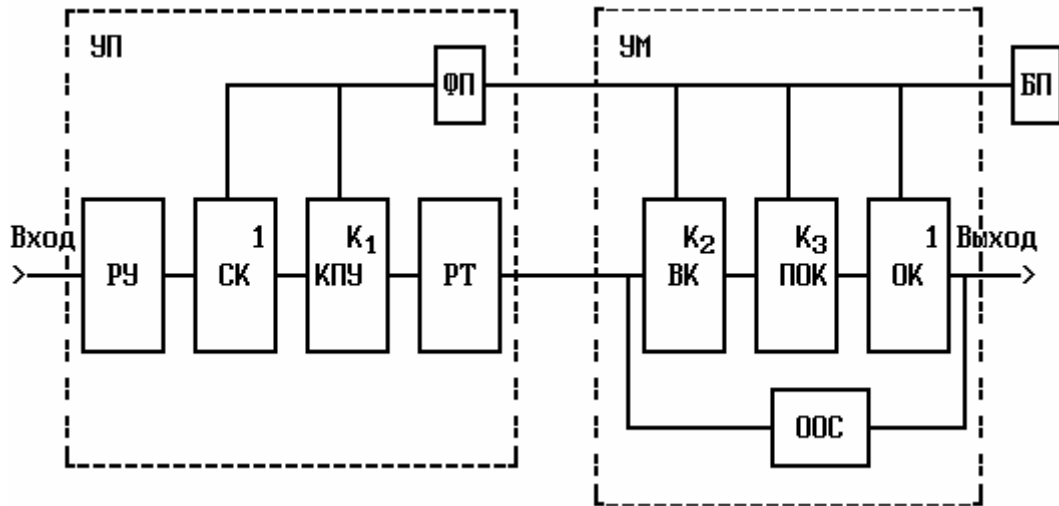


Рис.1.2

На рис.1.2 приняты следующие обозначения:

РУ - регулятор усиления ; СК - согласующий каскад ; К1 КПУ - каскад предварительного усиления; РТ - регулятор тембра ; ВК - входной каскад усилителя мощности (УМ); ПОК - предоконечный каскад УМ ; ОК - окончательный каскад УМ ; ООС - цепь обратной связи УМ; БП - блок питания ; ФП - фильтр питания .

РУ - регулятор усиления ; СК - согласующий каскад ; К1 КПУ - каскад предварительного усиления; РТ - регулятор тембра ; ВК - входной каскад усилителя мощности (УМ); ПОК - предоконечный каскад УМ ; ОК - окончательный каскад УМ ; ООС - цепь обратной связи УМ; БП - блок питания ; ФП - фильтр питания .

2. РАЗРАБОТКА ПРИНЦИПИАЛЬНОЙ СХЕМЫ УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ

2.1. Выбор схемы УМ

На практике наибольшее распространение получили две типовые схемы. Первая схема представлена на рис.2.1.

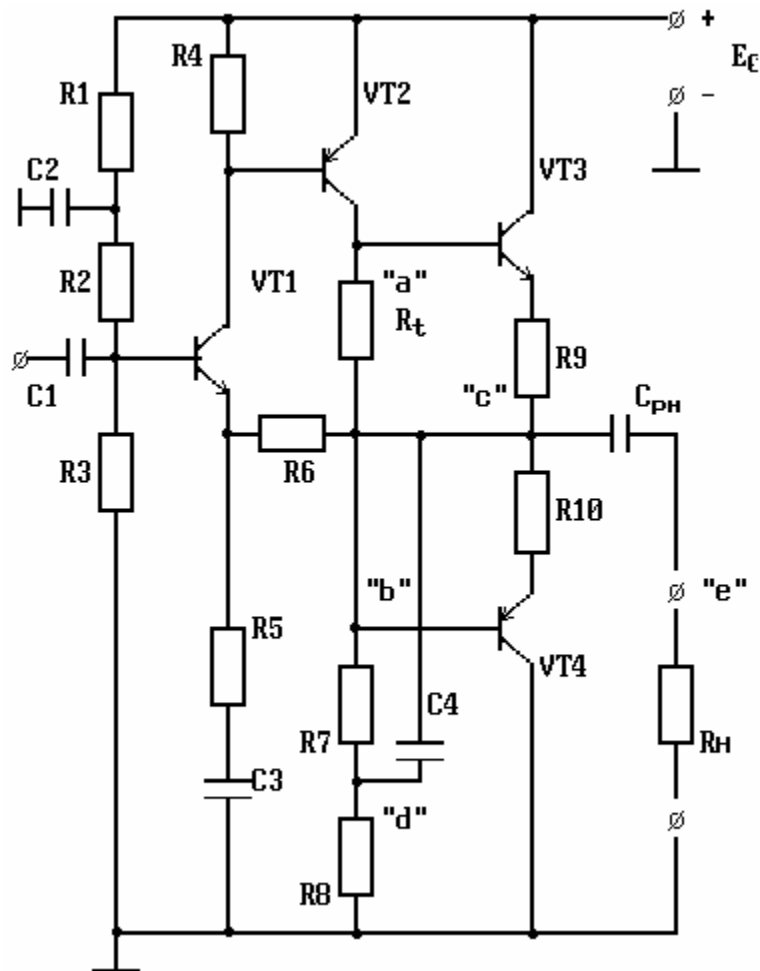


Рис.2.1

Это

схема

преимущественно используется в аппаратурах 2-й и 3-й групп сложности. В отдельных случаях она может быть использована для построения усилителя 1-й группы сложности.

Усилитель содержит три каскада: входной каскад (ВК) на транзисторе VT1, включенном по схеме с ОЭ; предоконечный каскад на транзисторе VT2 (схема ОЭ) и двухтактный оконечный каскад с параллельным возбуждением (схема ОК) на комплементарной паре транзисторов VT3-VT4 с параллельным возбуждением.

Рассмотрим назначение элементов схемы.

R1, R2, R3 - цепь базового делителя VT1;

R1, C2 - фильтр питания базовой цепи (обычно этот же фильтр используется и для питания предварительного каскада);

R4 - нагрузка транзистора VT1 по постоянному току;

R5, R6, C3 - цепь общей ООС (последовательной по напряжению, по входу), причем эта ООС осуществляется как по переменной так и по постоянной составляющей;

Rt - условное изображение цепи, создающей начальное смещение на базах VT3 и VT4 и обеспечивающей термостабилизацию;

R7, R8 - коллекторная нагрузка транзистора VT2 по постоянному току, причем $R7 + R8 \gg R_t$;

C4 - следящая ОС по цепи питания транзистора VT2, или схема вольт добавки - устраняет протекание переменного тока по цепи $R7 \rightarrow R8 \rightarrow$ земля и увеличивает коэффициент усиления предоконечного каскада (на транзисторе VT2). В точках "a", "b" и "c" амплитуда и фаза сигнала практически одинакова, т.к. оконечный каскад является повторителем напряжения. Конденсатором C4 сигнал

с выхода усилителя (точка "с") подается в точку "d". Следовательно на обоих выводах резистора R7 мгновенные значения напряжения оказываются одинаковыми (разность потенциалов равна нулю) ток сигнала по резистору не протекает, что эквивалентно увеличению коллекторной нагрузки транзистора VT2 и соответственно увеличению усиления каскада.

$R9 = R10 = (0,05 \dots 0,1)R_n$ - местная обратная связь, выравнивает параметры пары транзисторов оконечного каскада.

При $P_n < 0,5 \dots 1$ Вт R8 и C4 можно исключить, а точки "d" и "e" соединить.

Следующая схема (рис.2.2) используется в стационарной аппаратуре 1-й, а с некоторыми нюансами - и высшей группы сложности.

В аппаратуре 1-й и 0-й групп сложности допустимо использование двупольного питания. Это дает возможность подключить нагрузку непосредственно к выходу оконечного каскада, и, что особенно важно, обеспечить нулевое постоянное напряжение на нагрузке.

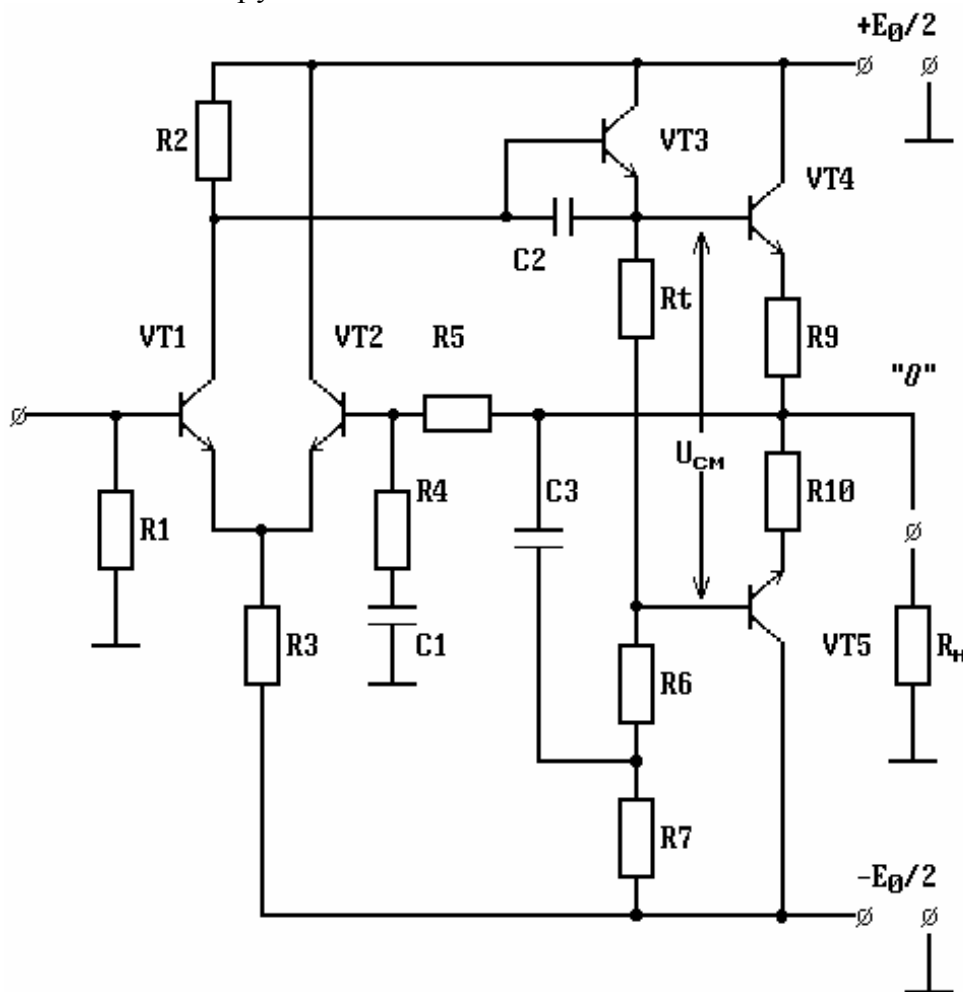


Рис.2.2

На транзисторах VT1 и VT2 собран так называемый дифференциальный каскад (ДК). У него два входа: левый по схеме - инвертирующий, правый - неинвертирующий. Резистором R3 устанавливается ток покоя.

R2 - нагрузка VT1 по постоянному току.

R1 обеспечивает привязку базы VT1 к нулевому потенциалу.

C2 - параллельная по напряжению частотно-зависимая местная ООС, служащая для обеспечения устойчивости схемы.

Эта схема имеет ряд важных преимуществ:

1) высокая температурная стабильность, обеспечивающая поддержание нулевого потенциала в точке "О" (на сопротивлении R_n) с высокой точностью; это достоинство определяется уникальными свойствами дифференциального каскада;

2) в схеме можно получить большее усиление в петле ООС, так как в ДК отсутствует местная ООС.

В аппаратах высшего класса вместо цепочки следящей положительной ОС (R_6, R_7, C_3) используют отражатель тока на транзисторе, а для повышения температурной стабильности и подавления синфазных помех вместо R_3 можно применить генератор стабильного тока (ГСТ).

2.2. Выбор цепи термостабилизации.

На обеих приведенных схемах эта цепь была условно обозначена как R_t . Она, как уже отмечалось, предназначена для создания начального смещения на базах транзисторов выходного каскада. В процессе нагрева их параметры существенно изменяются, что влечет за собой изменение режимов и нарушение работы всей схемы. Цепь R_t в зависимости от температурного режима изменяет напряжение смещения так, чтобы компенсировать изменение параметров транзисторов.

В качестве R_t можно поставить реальный терморезистор, зашунтировав его обычным сопротивлением для снижения его температурной чувствительности (сопротивление терморезистора изменяется с изменением температуры значительно быстрее, чем параметры транзисторов). Однако на практике этот метод используется крайне редко из-за сложности настройки такой схемы.

Мы приведем две реальные схемы цепи термостабилизации.

1) Диодная схема (рис.2.3).

$$U_{см} = nU_d + I_{окз} \cdot R_n / 2$$

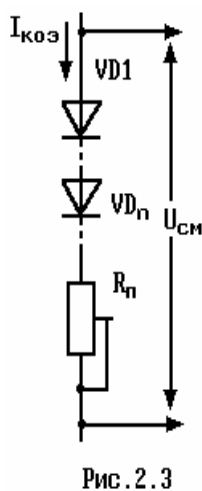


Рис.2.3

где $U_d = 0,6—0,7$ В, n —количество диодов, $I_{окз}$ —постоянный ток коллектора транзистора VT3 в рабочей точке (рис.2.2)

Диоды при этом обязательно должны иметь надежный тепловой контакт с радиатором, на котором установлены выходные транзисторы, иначе термостабилизации попросту не будет.

Данная схема обеспечивает достаточную температурную стабильность в диапазоне температур $0...40^\circ\text{C}$. Рис.2.3

2) следующая схема (рис.2.4) применяется в носимой и бортовой аппаратуре. Диапазон рабочих температур $-20...+50^\circ\text{C}$. Напряжение смещения определяется здесь следующим выражением:

$$U_{см} = U_{обз} \left(1 + \frac{R_{бт}}{R_n} \right)$$

где U_{0be} - постоянное напряжение на переходе эмиттер-база транзистора VT.

Ток через делитель $R_{бт}-R_{п}$ выбирается согласно следующему соотношению:

$$I_d \approx (0,2 \dots 0,3) I_{0кз} .$$

Транзистор VT также крепится на радиаторе оконечного каскада.

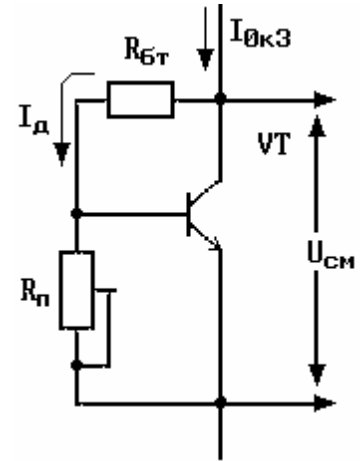


Рис.2.4

2.3. Расчет оконечного каскада

При определении номиналов резисторов и конденсаторов полученные в результате расчета значения округляются до ближайшего, взятого из ряда E12 (см. приложение). В дальнейших расчетах используется этот стандартный номинал.

1) Определяем амплитуду напряжения и тока на нагрузке:

$$U_{нм} = \sqrt{2P_n R_n} , \quad (2.1)$$

$$I_{км} = I_{нм} = \frac{U_{нм}}{R_n} . \quad (2.2)$$

2) Определяем напряжения источника питания:

$$E_0 \text{ расч} > 2(U_{нм} + U_{ост}) , \quad (2.3)$$

где $U_{ост} = 1 \dots 3$ В - остаточное напряжение на полностью открытом транзисторе выходного каскада при $P = 1 \dots 10$ Вт. Но всегда $U_{ост} > 0,4 \dots 0,7$ В. E_0 должно иметь запас $10 \dots 15\%$, т.е.

$$E_0 \geq (1,1 \dots 1,2) E_0 \text{ расч} . \quad (2.4)$$

E_0 выбирается из стандартного ряда E12 (см. приложение). Если $U_{пит}$ задано в ТЗ, то необходимо проверить можно ли реализовать усилитель по бестрансформаторной схеме:

а) максимальная мощность обычного двухтактного каскада:

$$P_{н \max} = \frac{(E_0/2 - U_{ост})^2}{2R_{н}} , \quad (2.5)$$

б) максимальная мощность для мостовой схемы (это верхний предел бестрансформаторных схем):

$$P_{н \max} = \frac{(E_0 - 2U_{ост})}{2R_{н}} . \quad (2.6)$$

Если при заданном напряжении питания $P_{н \max}$ меньше указанной в ТЗ, необходимо применение трансформатора.

3) Определяем максимальную мощность, рассеиваемую на коллекторах выходных транзисторов:

$$P_{к \ 3,4} = \frac{2}{4\pi^2 R_{н}} E_0 . \quad (2.7)$$

4) Определяем желаемый коэффициент усиления по току h_{21} для выходных транзисторов:

$$h_{21 \ 3,4} \geq \frac{P_{н}}{P_{п}} , \quad (2.8)$$

где $P_p = 10 \dots 20$ мВт - выходная мощность предоконечного каскада, работающего в режиме А. Значение $h_{21 \ 3,4}$ может быть выбрано и несколько меньшей величины, но при этом придется выбрать более мощный транзистор в предоконечном каскаде и увеличивать отдаваемую им мощность $P_{п}$, или собирать окончательный каскад на составных транзисторах. Экономические показатели разрабатываемой схемы в этом случае ухудшаются.

5) Выбираем транзисторы окончательного каскада (VT3, VT4, см рис.2.1) по следующим параметрам:

$$P_{K \text{ доп}} \geq (1,1 \dots 1,2) \cdot P_{K \text{ з,4}} , \quad (2.9)$$

$$I_{K \text{ доп}} \geq (1,1 \dots 1,3) \cdot I_{нм} , \quad (2.10)$$

$$U_{KЭ \text{ доп}} \geq (1,1 \dots 1,3) \cdot E_{\theta} , \quad (2.11)$$

$$h_{21} \geq h_{21 \text{ з,4}} = h_{21 \text{ треб}} , \quad (2.12)$$

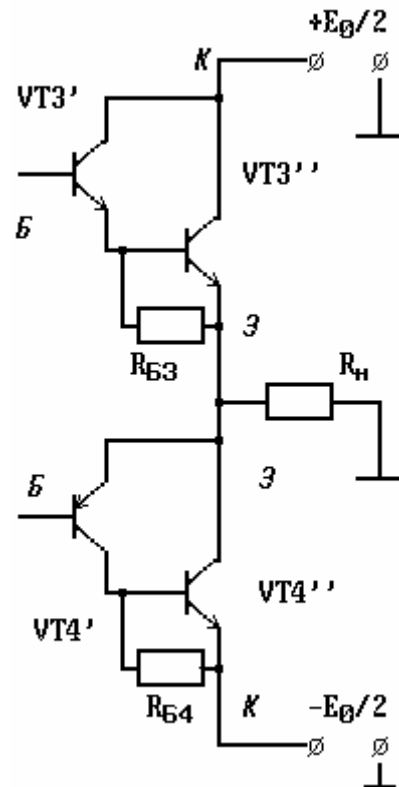
$$f_{h_{21}} \geq (2 \dots 5) f_{\text{в}} , \quad (2.13)$$

Величина параметра $f_{h_{21}}$ выбирается согласно выражению:

$$f_{h_{21}} = \frac{|h_{21}| \cdot f_{\text{изм}}}{h_{21}} , \quad (2.14)$$

где $|h_{21}|$ - модуль коэффициента усиления по току (справочная величина), измеренный на частоте $f_{\text{изм}}$ (указывается в справочнике).

Из подходящих желательно выбрать транзистор, который будет работать в предельном режиме по току, и с возможно большим h_{21} . При расчетах берется минимальное значение h_{21} для выбранного транзистора. Если транзистор подходит по всем параметрам, кроме $h_{21 \text{ з,4}}$, то окончательный каскад может быть собран на составных транзисторах по схеме Шиклаи или по схеме Дарлингтона. На рис.2.5 приведен возможный вариант выходного каскада, в котором верхнее плечо построено по схеме Дарлингтона, а нижнее по схеме Шиклаи. (Резисторы R_9, R_{10} на схеме рис.2.5. не показаны).



с
2.5

Заметим, что в схеме Шиклаи расположение выводов составного транзистора соответствует расположению выводов ведущего транзистора $VT4'$.

6) Пользуясь параметрами выбранных транзисторов $VT3''$, $VT4''$, определим требования к $VT3'$, $VT4'$.

Амплитуда тока базы ведомого транзистора:

$$I_{\text{бмз}}'' = \frac{I_{\text{кмз}}''}{h_{21}} \quad (2.15)$$

Ток базы ведомого транзистора в рабочей точке: ,,

$$I_{\text{ббз}}'' = \frac{I_{\text{окз}}''}{h_{21}} \quad (2.16)$$

$$I_{\text{окз}}'' = (0,15 \dots 0,05) I_{\text{нм}} - \quad (2.17)$$

где

ток покоя выходного транзистора в режиме В.

7) Ведомые транзисторы непосредственно связаны с ведущими, поэтому ,

$$I'_{\text{кмз}} \approx I'_{\text{б'мз}} \quad (2.18)$$

Для уменьшения нелинейных искажений в ведущих транзисторах постоянный ток коллектора у них делают больше постоянного тока базы ведомых транзисторов, включая дополнительные резисторы $R_{\text{Б3}}$, $R_{\text{Б4}}$:

$$I'_{\text{окз}} = (2 \dots 5) I_{\text{ббз}}'' \quad (2.19)$$

8) Определим $R_{\text{Б3}}$, $R_{\text{Б4}}$:

$$R_{\text{Б3}} = R_{\text{Б4}} = \frac{U_{\text{ббз3}}}{I_{\text{окз}}' - I_{\text{ббз}}''} \quad (2.20)$$

9) Определяем рассеиваемую на ведущих транзисторах мощность:

$$P_{\text{к 3,4}} = \frac{(2 \dots 5) P_{\text{к 3,4}}}{h_{21 3,4}} \quad (2.21)$$

Коэффициент перед $P_{\text{к 3,4}}$ выбирается таким же, как и в выражении (2.19).

10) Выбираем ведущие транзисторы. Критерии, кроме h_{21} , те же:

$$h_{21\ 3,4} \geq \frac{h_{21\text{треб}}}{h_{21\ 3,4}} \cdot \quad (2.22) \quad \begin{matrix} h'_{21} \\ h'_{21} \end{matrix}$$

11) Определяем амплитуду тока базы ведущего транзистора:

$$I_{бм3} = \frac{I_{км3}}{h'_{21\ 3,4}} \cdot \quad (2.23)$$

12) Для завершения расчета оконечного каскада необходимо проверить, смогут ли выходные транзисторы (а иногда и ведущие транзисторы в оконечном каскаде) нормально работать без дополнительного теплоотвода. Максимально допустимая мощность рассеивания на коллекторе $P_{к\ доп}$ при заданной температуре окружающей среды $t_{с\ max}$ и отсутствии радиатора определяется выражением:

$$P_{к\ доп} = \frac{t_{п\ max} - t_{с\ max}}{R_{t\ пс}} \cdot \quad (2.24)$$

где $t_{п\ max}$ - максимальная рабочая температура перехода коллектор-база,

$t_{с\ max}$ - максимальная температура окружающей среды,

$R_{t\ пс}$ - тепловое сопротивление промежутка переход-среда.

Обычно $t_{п\ max}$ выбирается на 5-10% ниже максимальной температуры, указанной в справочнике для материала, из которого изготовлен транзистор.

Если мощность $P_{к\ доп}$ оказалась меньше мощностей $P_{к\ 3,4}$, рассчитанных по выражениям (2.7) или (2.21), то применение радиатора для увеличения теплоотвода рассматриваемого транзистора является обязательным. Тепловое сопротивление радиатора и площадь его поверхности S (см²) находятся с помощью следующих выражений:

$$R_{t\ кс} = \frac{t_{п\ max} - t_{с\ max}}{P_{к\ 3,4}} - R_{t\ пк} \cdot \quad (2.25)$$

$$S = 1400/R_{t\ кс} \cdot \quad (2.27)$$

где

$R_{t\ кс}$ - тепловое сопротивление промежутка корпус транзистора - окружающая среда (радиатора),

$R_{t\ пк}$ - тепловое сопротивление промежутка коллекторный переход-корпус транзистора (справочная величина).

13) Определяем постоянный ток и мощность, потребляемые оконечным каскадом от источника питания, и коэффициент полезного действия:

$$I_{\theta} = I_{\text{нм}}/\pi \quad , \quad (2.28)$$

$$P_{\theta} = I_{\theta} \cdot E_{\theta} \quad , \quad (2.29)$$

$$\eta_{\text{к}} = P_{\text{н}}/P_{\theta} \quad . \quad (2.30)$$

14) Для расчета емкости конденсатора $C_{\text{рн}}$ необходимо учесть следующие соображения. В моменты, когда верхнее плечо выходного каскада оказывается запертым, конденсатор $C_{\text{рн}}$ служит источником питания для нижнего плеча, и заряд на нем не должен меняться в течение самого длинного периода сигнала $T_{\text{н}}=1/f_{\text{н}}$. Следовательно, величину емкости конденсатора $C_{\text{рн}}$ приблизительно можно определить из условия, что постоянная времени цепи $R_{\text{н}}C_{\text{рн}}$ должна быть в 2 - 5 раз больше периода самого низкочастотного сигнала. Однако расчет величины этого конденсатора на основании учета вносимых им частотных искажений является более правильным. Обоснование такого расчета приведены при объяснении формулы (2.72).

ПРИМЕЧАНИЕ

При расчете оконечного каскада может возникнуть ситуация, когда в задании указаны напряжение источника питания и сопротивление нагрузки, при которых невозможно получить требуемую полезную мощность, используя бестрансформаторный усилитель. Проще всего можно выйти из этого положения, изменив величину сопротивления нагрузки с помощью трансформатора с соответствующим коэффициентом трансформации, который включается между выходом усилителя и нагрузкой. Расчет трансформатора проводится в следующем порядке.

1) Определяем необходимую выходную мощность с учетом потерь в выходном трансформаторе

$$P_{\text{н}}' = P_{\text{н}}/\eta_{\text{тр}} \quad ,$$

где $\eta_{\text{тр}}$ - коэффициент полезного действия трансформатора, взятый из следующей таблицы

$P_{\text{вт}}$	до 0,1	0,1-1	1-10	10-100
$\eta_{\text{тр}}$	0,65	0,65-0,75	0,75-0,85	0,84-0,94

2) Находим амплитуды выходного напряжения $U_{\text{нм}}$ и тока $I_{\text{нм}}$

$$U_{\text{нм}} = E_{\theta}/2 - U_{\text{ост}} \quad , \quad I_{\text{нм}} = 2P_{\text{н}}'/U_{\text{нм}} \quad .$$

3) Рассчитываем необходимое сопротивление нагрузки

$$R_{н}' = U_{нм}/I_{нм} .$$

4) Определяем коэффициент трансформации выходного трансформатора n :

$$n = \sqrt{R_{н}/\eta_{ТР} \cdot R_{н}'} .$$

5) Находим активные сопротивления первичной и вторичной обмоток трансформатора

$$r_1 = 0,172(1-\eta_{ТР})R_{н}' \quad , \quad r_2 = 0,414(1-\eta_{ТР})R_{н}'/\eta_{ТР} .$$

6) Находим индуктивность первичной обмотки выходного трансформатора

$$L_1 = \frac{R_{ЭКВ}}{2\pi f_{н}/M_{н}^2 - 1} ,$$

где $M_{н}$ - низкочастотные искажения, вносимые выходным трансформатором. Обычно $M_{н}$ берется в пределах 1,06-1,13 (0,5-1,0дБ).

$R_{ЭКВ}$ - эквивалентное сопротивление выходной цепи для области низких частот

$$R_{ЭКВ} = \frac{(R_{ВЫХ} + r_1)(R_{н}' - r_1)}{R_{ВЫХ} + R_{н}'}$$

$R_{ВЫХ}$ - выходное сопротивление оконечного каскада

$$R_{ВЫХ} \approx \frac{1/h_{22VT2}}{1 + h_{21VT3}} \approx \frac{\Delta U_{кVT2}/\Delta I_{кVT2}}{1 + h_{21VT3}} ,$$

На этом расчет оконечного каскада можно считать окончанным. Результаты расчета желательно отобразить в следующих таблицах: транзисторы

	Тип	$P_{к доп}$	$I_{к доп}$	$U_{к доп}$	h_{21min}	h_{21max}	f_{h21}
VT3'							
VT3''							

Режимы

	h_{21}	$I_{0б}$	$I_{0к}$	$U_{0к}$	$I_{км}$	$I_{бм}$	$U_{км}$	$R_{вх}$	P_k	S
Разм.		мА	мА	В	(А)мА	мА	В	Ом	Вт	см ²
VTЗ'										
VTЗ''										

2.4. Расчет предоконечного каскада

Внимание:

Нумерация элементов соответствует схеме (рис.2.1). Для расчета необходимо иметь следующие исходные данные:
амплитуду тока базы выходных транзисторов (составной транзистор принимается за один с $h_{21эКВ}$)

$$I_{бмЗ} = \frac{I_{нм}}{h_{21эКВ}} ; \quad (2.31)$$

входное сопротивление окончного каскада

$$R_{вх} \approx (1 + h_{21эКВ}) \cdot R_n ; \quad (2.32)$$

напряжение смещения (напряжениями на резисторах R9 и R10 как правило можно пренебречь)

$$U_{см} = U_{бз3} + U_{бз4} , \quad (2.33)$$

где $U_{бз3} = U_{бз4} \approx 0,5 \dots 0,6$ В для режима В. При этом учитывается падение напряжения на каждом из переходов база-эмиттер составных транзисторов.

Перейдем непосредственно к расчету.

1) Задаемся током покоя

$$I_{0к2} \gg (3 \dots 5 \dots 10) I_{бмЗ} , \quad (2.34)$$

но при этом в любом случае $I_{0к2} > (1 \dots 2)$ мА - требование температурной стабильности.

- 2) Выбираем $R8 = (30...50)R_n$.
 3) Рассчитываем $R7$

$$R7 = \frac{E_0/2 - U_{бэ4} - I_{0к2} \cdot R8}{I_{0к2}} \quad (2.35)$$

4) Емкость $C4$ рассчитывается из соображений, приведенных при описании формулы (2.72). При этом учитываются частотные искажения, вносимые этой емкостью.

- 5) Выбираем $VT2$ по следующим параметрам

$$P_{к доп} > (1,2...1,5)P_{к2} \quad (2.36)$$

где

$$P_{к2} = \frac{E_0 I_{0к2}}{2} \quad ; \quad (2.37)$$

$$I_{к доп} \geq (1,1...1,3) \cdot I_{к2 max} \quad (2.38)$$

где

$$I_{к2 max} \geq I_{0к2} + I_{бм3} \quad ; \quad (2.39)$$

$$U_{кэ доп} \geq (1,1...1,3) \cdot E_0 \quad ; \quad (2.40)$$

$$f_{h21} \geq (2...3) \cdot f_B \quad (2.41)$$

Желательно выбрать транзистор с возможно большим h_{21} .

- 6.) Расчет цепи смещения. Вначале рассмотрим схему на диодах (рис.2.3).

- а) Выбираем диод по критериям:

$$I_{д доп} \geq (1,1...1,3)I_{к2 max} \quad (2.42)$$

$$U_{обр} > (1,1...1,3)E_0 \quad (2.43)$$

В большинстве случаев можно выбрать любой из Д220, Д223, КД104, КД521, КД522 и др. При этом желательно знать падение напряжения на диоде при токе $I_{0к2}$.

В этой схеме на месте диодов хорошо работает стабилитрон.

- б) Определяем количество диодов:

$$n \leq \frac{U_{см}}{U_{д}} \quad (2.44)$$

где $U_d \approx 0,6 \dots 0,7$ В.

n - округляется до ближайшего меньшего целого числа.

в) Определяется сопротивление подстроечного резистора:

$$R_{п} = \frac{2(U_{см} - nU_d)}{I_{0к2}} \quad . \quad (2.45)$$

Коэффициент 2 указывает на то, что в номинальном режиме движок резистора будет примерно в среднем положении.

Теперь рассмотрим схему на транзисторе (рис.2.4). (напомним, что она применяется в высококачественной и нестационарной аппаратуре).

а) Находим ток делителя

$$I_d = (0,1 \dots 0,3) I_{0к2} \quad ; \quad (2.46)$$

б) Выбор V_{Tt} практически определяется допустимым током

$$I_{к доп} \gg (1,1 \dots 1,3) I_{к2 max} \quad . \quad (2.47)$$

в) Определяем $R_{бт}$ ($U_{бэт} \approx 0,5-0,6$ В)

$$R_{бт} = \frac{U_{бэт}}{I_d} \quad . \quad (2.48)$$

г) Определяем $R_{п}$, учитывая, что номинальный режим соответствует среднему положению движка:

$$R_{п} = 2 \cdot \frac{U_{см} - U_{бэт}}{I_d} \quad . \quad (2.49)$$

7) Определяем входное сопротивление ПОК. Оно практически определяется входным сопротивлением транзистора.

$$R_{вх2} = h_{11э2} \approx r_{э2} \cdot h_{21э2} \quad , \quad (2.50)$$

$$r_{э2} = \frac{\varphi_T}{I_{0э2}} \quad , \quad I_{0э2} \approx I_{0к2} \quad .$$

где

8) Определяем коэффициент усиления каскада по напряжению:

$$K = \frac{R_{кн2}}{r_{э2}} = \frac{R_{вх3}}{r_{э2}} = \frac{h_{21экв} R_{н}}{r_{э2}} . \quad (2.51)$$

Следует учесть, что мы пренебрегаем сопротивлением ветви R7-R8, т.к. организовали динамическую нагрузку с помощью C4. Однако при значительном $R_{вх3}$, что может иметь место при достаточно большом $h_{21экв}$ выходных транзисторов, сопротивление этой ветви необходимо учитывать.

Пользуясь результатами расчета, заполнить таблицы:

транзистор

VT2	тип	h_{21}	$I_{кдоп}$	$P_{кдоп}$	$U_{кдоп}$	f_{h21}
марка						

режимы

	$I_{0к}$ мА	$U_{0к}$ В	$U_{0б}$ В	$I_{0б}$ мА	$U_{бм}$ В	$I_{бм}$ мА	$I_{км}$ мА	$P_{к}$ мВт	$R_{вх}$ кОм	K

2.5. Расчет входного каскада

Исходные данные: $R_{вх2}$, $I_{бм2} = I_{км2} / h_{212}$.

Сначала рассмотрим входной каскад первой схемы (рис.2.1).

1) Задаем постоянный ток коллектора VT1:

$$I_{0к1} = (5 \dots 10) I_{бм2} . \quad (2.52)$$

2) Выбираем VT1 по критериям:

$$I_{к доп} \gg (1,1 \dots 1,3) I_{0к1} , \quad (2.53)$$

$$f_{h21} > (5 \dots 10) f_{в} . \quad (2.54)$$

3) Рассчитываем R4:

$$R4 = \frac{U_{06э2}}{I_{0к1} - I_{062}} , \quad (2.55)$$

где $U_{06э2} = 0,6 \dots 0,7$ В.

Оптимально, когда $R4 \approx R_{вк2}$, но необязательно.

4) Расчет цепи обратной связи.

В предварительном расчете (1.2) была найдена глубина обратной связи $F = 1 + \beta K$, необходимая для снижения нелинейных искажений до заданной величины. Коэффициент β в данном случае можно определить как коэффициент передачи напряжения от точки "с" к переходу б' э транзистора VT1:

$$\beta = \frac{U_{б'э}}{U_{н}} = \frac{R_{экв}}{R6 + R_{экв}} \cdot \frac{r_{э1}}{R_{эVT1}} . \quad (2.56)$$

Сопротивление $R_{экв}$ представляет собой нижнее плечо делителя в цепи обратной связи, состоящее из параллельного соединения сопротивления $R5$ и выходного сопротивления транзистора VT1 со стороны эмиттера $R_{эVT1}$

$$R_{экв} = \frac{R_{эVT1} \cdot R5}{R_{эVT1} + R5} , \quad R_{эVT1} = \frac{R_{эг} + h_{11}}{1 + h_{21}} , \quad (2.57)$$

где h_{21} и $h_{11} = r_{б'э} + (1 + h_{21})r_{т}/I_{0э1} = r_{б'э} + (1 + h_{21})r_{э1}$ - параметры транзистора VT1.

Сопротивление $R_{эг}$ является сопротивлением между базой транзистора VT1 и землей по переменному току. Обычно сопротивления $R2$ и $R3$ значительно больше чем сопротивление $R_{г}$, поэтому величину $R_{эг}$ можно принять равной

$$R_{эг} = R_{г} \parallel R2 \parallel R3 \approx R_{г} , \quad (2.58) \quad \parallel \text{сблизить}$$

где $R_{г}$ - выходное сопротивление предшествующего VT1 каскада, в качестве которого можно принять сопротивление в цепи коллектора, используемого в нем транзистора (обычно - 1...5кОм). Если параллельное соединение сопротивлений $R2$ и $R3$ соизмеримо с величиной $R_{г}$, то пренебрегать их влиянием не стоит. После расчета предварительного каскада значение сопротивления $R_{г}$ может заметно отличаться от величины, принятой согласно (2.60). В этом случае цепь обратной связи следует пересчитать и скорректировать.

Коэффициент петлевого усиления $K_{п}$ равен:

$$K_{п} = \beta \cdot K_{вк} \cdot K_{пок} \cdot K_{ок} , \quad (2.59)$$

где $K_{ок} \approx 1$ - коэффициент усиления оконечного каскада (VT3 и VT4), $K_{пок}$ - передоконечного каскада (VT2), $K_{вк}$ - входного каскада (VT1).

Определим ток базового делителя :

$$I_{д1} = (5...10)I_{0б1} = (5...10)\frac{I_{0к1}}{h_{21}} \quad (2.60)$$

Сопrotивление R1 и конденсатор C1 образуют фильтр в цепи питания. Его задача - уменьшить влияние помех и пульсаций питающего напряжения, а также устранить паразитную обратную связь по цепи питания. Обычно этот же фильтр используется для питания всех предшествующих каскадов, и через R1 протекают их токи. Величины R1 и C1 рассчитываются после определения этих токов, а первоначально задаются только падением напряжения на R1

$$\Delta E_{0R1} = (0,1...0,3)E_0 \quad (2.61)$$

Величина сопротивления фильтра определяется падением напряжения и током, протекающим по нему. Сопротивление фильтрующей емкости для низшей частоты диапазона выбирается в 5...10 раз меньше активного сопротивления фильтра. В реальной схеме многокаскадного усилителя используется два-три фильтра в цепи питания. Весьма желательно использовать фильтр в цепи питания первого каскада. Элементы всех фильтров рассчитываются одинаково.

Зададимся значением R6:

$$R6 \gg (20...100)R_{ч1} \quad (2.62)$$

Сопротивление R6 выбирается достаточно большим, чтобы не создавать дополнительной нагрузки для оконечного каскада. Определяем постоянный потенциал базы VT1:

$$U_{0б1} = I_{0э1}R6 + U_{0бэ1} + \frac{E_0}{2} \quad (2.63)$$

При этом желательно проверить напряжение на коллекторном переходе транзистора VT1. Для нормальной работы необходимо, чтобы $U_{кб1} \geq 2...3$ В. Проверяем :

$$U_{кб1} = U_{к1} - U_{0б1} = (E_0 - U_{0бэ2}) - U_{0б1} \quad (2.64)$$

Если это условие не выполняется, необходимо уменьшить R6, и повторить расчет.

Определяем R3 R2:

$$R3 = \frac{U_{061}}{I_{d1}} \quad (2.65)$$

$$R2 = \frac{E_0 - U_{061} - \Delta E_{0R1}}{I_{d1}} \quad (2.66)$$

Коэффициенты усиления предоконечного и входного каскадов:

$$K_{\text{пок}} = \frac{h_{21\text{экв}} R_{\text{н}}}{r_{\text{э2}}} \quad (2.67)$$

$$K_{\text{вк}} = S_i \cdot R_{\text{кн1}} \quad (2.68)$$

где $R_{\text{кн1}} = R4 \cdot R_{\text{вх2}} / (R4 + R_{\text{вх2}})$, $S_i = 1/r_{\text{э1}}$ - внутренняя крутизна транзистора.

Выражение для глубины обратной связи в схеме рис.2.1 имеет вид:

$$\begin{aligned} F &= 1 + \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{R_{\text{ЭКВ}} + R6} \cdot \frac{r_{\text{э1}}}{R_{\text{эVT1}}} \cdot S_i \cdot R_{\text{кн1}} \cdot K_{\text{пок}} = \\ &= 1 + \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{R_{\text{ЭКВ}} + R6} \cdot \frac{R_{\text{кн1}}}{R_{\text{эVT1}}} \cdot K_{\text{пок}} \quad (2.69) \end{aligned}$$

Используя выражения (1.2), (2.57), (2.58), (2.67)-(2.69), определим величину сопротивления $R5$ (значение F выбирается из (1.2)):

$$R5 = \frac{(F - 1) \cdot R_{\text{эVT1}} \cdot R6}{R_{\text{кн1}} \cdot K_{\text{пок}} - (F - 1)(R6 + R_{\text{эVT1}})} \quad (2.70)$$

5) Находим входное сопротивление каскада на VT1:

$$R_{\text{вхвк}} = R2 \parallel R3 \parallel (h_{11} + (1 + h_{21})R5)F \quad (2.71)$$

б) Величины емкостей $C1, C3, C4$, и $C_{pн}$ рассчитываются по формуле:

$$C = \frac{1}{2\pi f_n R \sqrt{M_n^2 - 1}}, \quad (2.72)$$

где M_n - затухание (в раз), вносимое емкостью C на нижней рабочей частоте f_n при сопротивлении внешних цепей R (см. ниже), - выбирается при распределении заданных частотных искажений между емкостями. При этом (для снижения габаритов используемых конденсаторов) на емкости, работающие в сравнительно низкоомных цепях, следует отводить большие допустимые искажения. Например, емкость 2000 мкФ по габаритам намного больше 1000 мкФ, а, скажем, 0,47 мкФ и 1 мкФ практически не отличаются. Обычно допустимые частотные искажения приводятся в дБ, поэтому M_n пересчитывается в разы по следующей формуле:

$$M_{n\text{раз}} = 10^{\frac{(M_{n\text{дБ}}/20)}{20}}. \quad (2.73)$$

Пусть, например, в нашей схеме допустимы суммарные искажения 3 дБ. Тогда на емкость $C_{pн}$ мы отведем (ориентировочно) 1дБ спада АЧХ, на емкости $C1, C3$ и $C4$ по 0,3дБ (оставшаяся часть искажений очевидно будет вноситься каскадами предварительного усиления). В качестве сопротивления R принимаем:

а) для $C1$ - последовательное сопротивление $Rг$ и $R_{вхвк}$ (при расчете всех разделительных конденсаторов сопротивление R представляется суммой выходного сопротивления цепи перед емкостью и входного сопротивления следующей за ней цепи),

б) для $C3$ - сопротивление $R5$,

в) для $C4$ - сопротивление $R8 + R_n \approx R8$,

г) для $C_{pн}$ - сопротивление R_n .

По значениям f_n (см. ТЗ), R , $M_{n\text{дБ}}$ определяются величины емкостей, которые затем округляется в большую сторону до стандартного значения.

Емкости $C3$ и $C4$ находятся в петле обратной связи. Искажения, вносимые этими емкостями, будут уменьшены в глубину обратной связи (в F раз), поэтому их величины могут быть рассчитаны, исходя из более простых соображений. Сопротивления этих емкостей на нижней частоте диапазона должны быть заметно меньше, чем $R5$ и $R8$ соответственно, следовательно:

$$C3 \gg \frac{5 \dots 10}{2\pi f_n R5}, \quad C4 \gg \frac{5 \dots 10}{2\pi f_n R8}. \quad (2.74)$$

7) Определяем коэффициент усиления по напряжению рассчитанного усилителя мощности:

$$K_{\text{ум}} \approx 1/\beta = \frac{R6 \cdot R_{\text{эВТ1}} + R5(R6 + R_{\text{эВТ1}})}{R5 \cdot r_{\text{э1}}} . \quad (2.75)$$

8) определяем требуемое входное напряжение при номинальной выходной мощности:

$$U_{\text{вхвк}} = \frac{U_{\text{н}}}{K_{\text{ум}}} . \quad (2.76)$$

Теперь рассмотрим схему с дифференциальным каскадом на входе (нумерация по рис.2.2). При этом следует учесть, что при условии баланса схемы режимы транзисторов VT1 и VT2 практически одинаковы.

1) Задаемся током $I_{0к1}$:

$$I_{0к1} = (5 \dots 10) I_{\text{бм3}} ; \quad (2.77)$$

2) Выбираем транзисторы VT1 и VT2. Лучше всего применить микросборку типа К159НТ1, К198НТ1 и т.п., так как в этом случае разброс параметров транзисторов не превышает 15%. Критерии остаются теми же.

3) Определяем R2:

$$R2 = \frac{U_{\text{бэ3}}}{I_{0к1} - I_{\text{бэ3}}} . \quad (2.78)$$

4) Находим R3:

$$R3 = \frac{|E_{\text{г}}/2| - U_{\text{бэ1}}}{I_{\text{гэ1}} + I_{\text{гэ2}}} = \frac{|E_{\text{г}}/2| - U_{\text{бэ1}}}{2I_{\text{гэ1}}} , \quad (2.79)$$

где $I_{\text{гэ1}} = I_{0к1} + I_{0к1} / h_{21} = I_{0к1} + I_{\text{бэ1}}$.

5) Расчет цепи обратной связи.

Расчет цепи обратной связи для схемы рис.2.2 незначительно отличается от приведенного выше для рис.2.1. Цепь ОС в данной схеме связывает выход

усилителя (точка "О") с переходом база-эмиттер транзистора VT1. Величина коэффициента β для этой схемы определяется выражением

$$\beta = \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{R_5 + R_{\text{ЭКВ}}} \cdot \frac{r_{\text{б'э1}}}{R}, \quad (2.80)$$

а коэффициент петлевого усиления $K_{\text{п}}$ равен:

$$K_{\text{п}} = \beta \cdot K_{\text{ВК}} \cdot K_{\text{ПОК}} \cdot K_{\text{ОК}}, \quad (2.81)$$

$$K_{\text{ВК}} = S_i \cdot R_{\text{КН1}}, \quad (2.82)$$

$$R_{\text{КН1}} = R_2 \cdot R_{\text{ВХ3}} / (R_2 + R_{\text{ВХ3}}), \quad (2.83)$$

$R_{\text{ВХ3}}$ - входное сопротивление каскада на VT3 .

$K_{\text{ПОК}}$ - определяется выражением (2.67). С учетом того, что $K_{\text{ОК}} \approx 1$ и (2.80), получим для $K_{\text{п}}$

$$K_{\text{п}} = \frac{R_{\text{ЭКВ}}}{R_5 + R_{\text{ЭКВ}}} \cdot \frac{r_{\text{б'э1}} \cdot S_i \cdot R_{\text{КН1}}}{R} \cdot \frac{h_{21\text{ЭКВ}} R_{\text{ч}}}{r_{\text{э2}}}, \quad (2.84)$$

где

$$R_{\text{ЭКВ}} = \frac{R_4 \cdot R}{R_4 + R}, \quad (2.85)$$

$$R = 2h_{11} + R_{\text{ЭГ}}, \quad R_{\text{ЭГ}} = R_1 \cdot R_{\Gamma} / (R_1 + R_{\Gamma}), \quad (2.86)$$

R_{Γ} - выходное сопротивление предыдущего каскада (2.58).

Для выбора величины сопротивления R_5 можно используется выражение (2.62). Указанное неравенство можно даже усилить примерно на порядок.

Для сохранения идентичности режимов транзисторов VT1 и VT2 сопротивление R_1 выбирается равным величине резистора R_5 .

Используя вышеприведенные выражения и сделав соответствующие замены и преобразования, получим выражение для глубины ОС в схеме рис.2.2:

$$F = 1 + K_{\text{п}} = \frac{R_4 \cdot r_{\text{б'э1}} \cdot S_i \cdot R_{\text{КН1}} \cdot K_{\text{ПОК}}}{R_4 \cdot R_5 + R \cdot R_5 + R \cdot R_4}. \quad (2.87)$$

Решив это равенство относительно R_4 получим:

$$R4 = \frac{(F-1)R \cdot R5}{h_{21} \cdot R_{кн1} \cdot K_{пок} - (F - 1)(R + R5)} \quad (2.88)$$

Входное сопротивление усилителя

$$R_{вхвк} = R1 \parallel (2h_{11} + R4) \cdot F \quad (2.89)$$

Для устранения возможности самовозбуждения на высоких частотах частотную характеристику коэффициента петлевого усиления ограничивают за счет включения конденсатора С2, определяемого по выражению:

$$C2 = \frac{(R2 + R_{вх3})}{2\pi f_{в} K_{пок} R2 \cdot R_{вх3} \cdot F} \quad (2.90)$$

ПРИМЕЧАНИЕ.

В схеме рис.2.1 также может возникнуть необходимость в включении конденсатора между базой и эмиттером транзистора VT2. Принять решение о включении этого конденсатора можно после выполнения машинного расчета частотной и фазовой характеристик коэффициента петлевого усиления (баланс фаз и амплитуд). Такой машинный расчет и выводы, сделанные на его основе, могут служить прекрасной иллюстрацией к выполняемому проекту.

Расчет остальных элементов схемы не отличается от предыдущего.

Результаты расчета следует свести в таблицы, аналогичные приведенным в конце раздела 2.3.

3. РАСЧЕТ УЗЛОВ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛИТЕЛЯ

3.1. Расчет мостового регулятора тембра

Схемы усилителей мощности, рассчитанные выше, обладают достаточно высоким входным сопротивлением, что позволяет включать мостовой регулятор тембра непосредственно на их входе. Следует учесть, что приемлемые величины элементов такого регулятора и его нормальное функционирование достигается, если на его входе включен генератор ЭДС, а на выходе высокоомная нагрузка.

Мостовой регулятор тембра (рис.3.1) содержит два частотно зависимых регулятора коэффициента передачи. Буферное сопротивление R_4 предназначено для того, чтобы один регулятор не влиял на другой.

Левый (по схеме) работает на низких частотах, правый - на верхних. Кратко проанализируем работу схемы.

На средних частотах (СЧ) C_1 и C_2 закорачивают R_2 , сопротивления же конденсаторов C_3 и C_4 еще очень велики (много больше R_5).

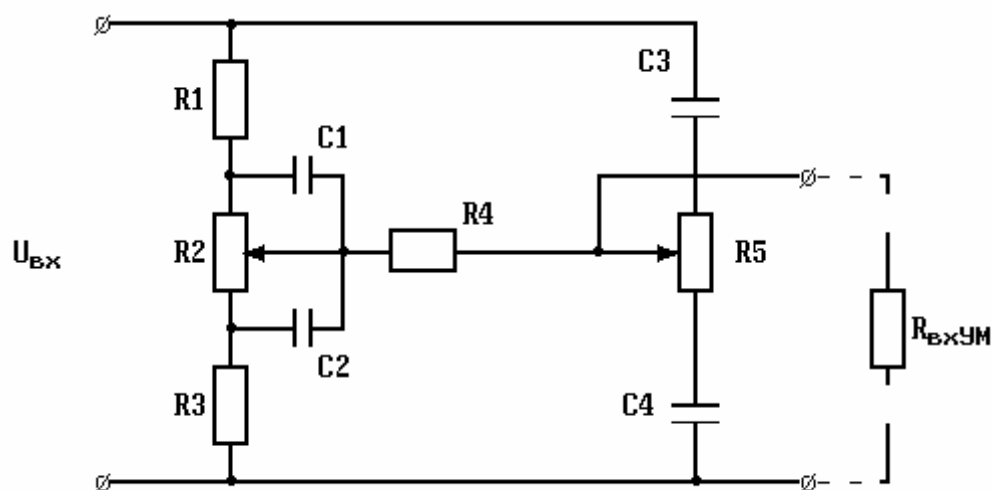


Рис. 3.1

Поэтому коэффициент передачи регулятора тембра на этих частотах (если считать, что $R_{вхУМ} = R_{вхВК} \rightarrow \infty$) равен

$$K = \frac{R_3}{R_1 + R_3} \quad (3.1)$$

На низких частотах (НЧ) сопротивления конденсаторов C_1 и C_2 увеличиваются и они уже не являются коротким замыканием для R_2 , которое начинает работать на этих частотах как обычный регулятор усиления. Глубина регулировки определяется соотношением между сопротивлениями R_2 и $R_1 + R_3$.

На высоких частотах (ВЧ) резистор R_2 оказывается закороченным конденсаторами C_1 и C_2 , имеющими очень маленькое сопротивление на (ВЧ). В этом случае положение движка потенциометра R_2 не влияет на коэффициент передачи регулятора тембра. На этих частотах сигнал проходит через сравнительно малые сопротивления конденсаторов C_3 , C_4 и потенциометр R_5 , служащий в данном случае регулятором коэффициента передачи в области ВЧ.

На рис.3.2 приведены примерные АЧХ регулятора тембра при различных положениях движков R_2 и R_5 .

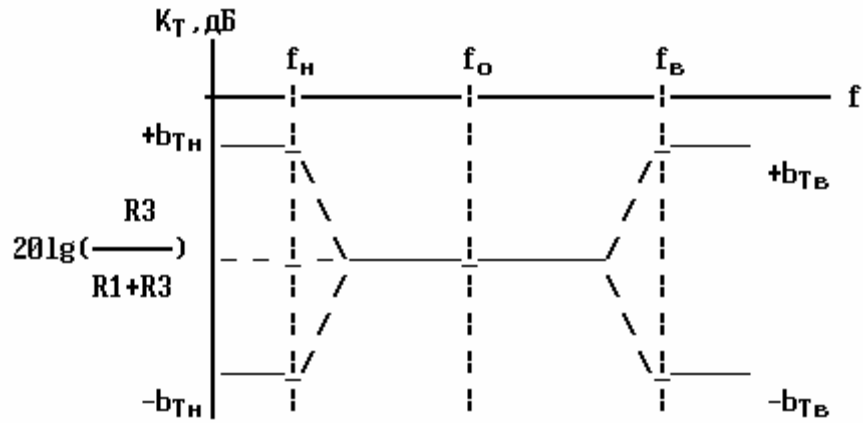


Рис. 3.2

Исходные данные для расчета:

а) пределы регулировки на НЧ и ВЧ, они как правило равны:

$$\pm \Delta b_{ТН}, \pm \Delta b_{ТВ} \Rightarrow \pm \Delta b_T \text{ (или } \Delta b_{Т\max});$$

б) нижняя f_H и верхняя f_B рабочие частоты;

в) $R_{вх\text{ след}}$ - сопротивление следующего за РТ каскада (в нашем случае $R_{вх\text{ след}} = R_{вхвк}$).

Переходим к расчету.

1) Определяем коэффициент коррекции в относительных единицах

$$m = 10 \left(\frac{|\Delta b_{Т\max}|}{20} \right) \quad (3.2)$$

2) Определяем частоту раздела:

$$f_O = \sqrt{f_H \cdot f_B} \quad (3.3)$$

Обычно $f_{O1} = 500 \dots 2000$ Гц.

3) Проверяем выполнение условия неперекрывания зон регулирования:

$$2mf_H < f_O < \frac{f_B}{2m} \quad (3.4)$$

4) Определяем сопротивление $R=R_2=R_5$. При допустимой погрешности регулирования $\delta_T \leq \pm 1$ дБ можно принять

$$R < 0,5 \cdot R_{вх\text{ сл}} \quad (3.5)$$

5) Определяем номиналы резисторов регулятора НЧ:

$$R_1 = \frac{R}{m} \quad (3.6)$$

$$R_3 = \frac{R_1}{m} \quad (3.7)$$

6) Определяем сопротивление буферного резистора:

$$R_4 = (0,05 \dots 0,1)R \quad (3.8)$$

7) Определяем номиналы емкостей:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_H m R} \quad (3.9)$$

$$C_2 = m C_1 \quad (3.10)$$

$$C_3 = \frac{m^2}{4\pi f_B R} \quad (3.11)$$

$$C_4 = m \cdot C_3 \quad (3.12)$$

8) Определяем входное и выходное сопротивления РТ:

$$R_{вхТ} \approx R_1 + R_3 \quad (3.13)$$

$$R_{выхТ} \approx R_4 + R_1 \parallel R_3 \quad (3.14)$$

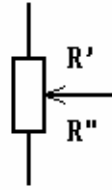
9) Определяем требования к выходному сопротивлению предыдущего каскада: при погрешности РТ на ВЧ $\leq \pm 1$ дБ можно принять

$$R_{вых\text{ пред}} < 0,2 \cdot R_{вхТ} \quad (3.15)$$

10) Определяем положения движков R2 и R5, соответствующие линейной частотной характеристике :

$$R'' = R \cdot \frac{m}{m^2 - 1} \quad , \quad (3.16)$$

$$R' = R - R'' \quad . \quad (3.17)$$



Потенциометры R2, R5 должны быть с нелинейной характеристикой типа В (обратнологарифмическая зависимость).

11) По формуле (3.1) определяем номинальный коэффициент передачи регулятора тембра К.

12) Определяем номинальное входное напряжение РТ:

$$U_{вхТ} = U_{вх след} / K \quad . \quad (3.18)$$

На этом расчет регулятора тембра закончен.

3.2. Расчет каскада предварительного усиления

Покажем порядок расчета каскада на биполярном транзисторе по схеме с ОЭ (рис.3.3).

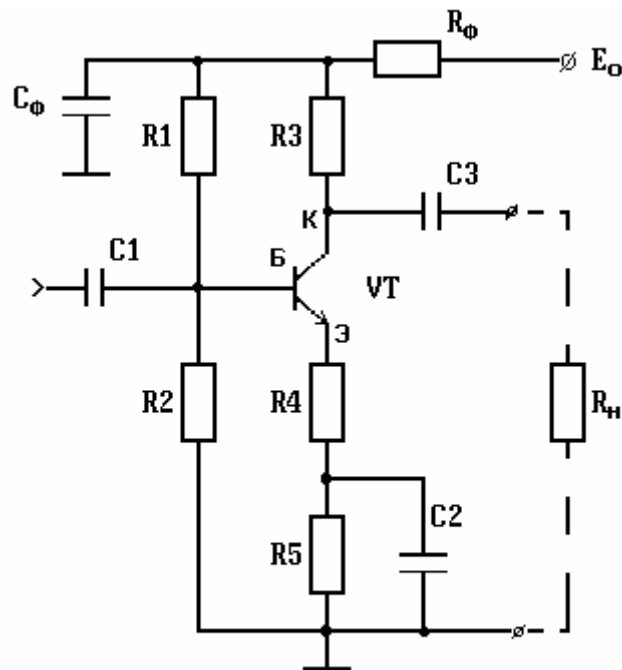


Рис. 3.3

Исходные данные: E_0 ; $U_n(U_{вх\ след})$; $R_n(R_{вх\ след})$; f_n ; f_v ; $k_{гзад}$, %.

В нашем случае U_n и R_n являются входными параметрами регулятора тембра. При двуполярном питании оконечного каскада в качестве источника E_0 может использоваться любая из половинок.

Переходим к расчету.

1) Определяем амплитуды напряжения и тока нагрузки:

$$U_{нм} = U_n \cdot \sqrt{2} \quad , \quad (3.19)$$

$$I_{нм} = \frac{U_{нм}}{R_n} \quad . \quad (3.20)$$

2) Задаем ток покоя:

$$I_{0к} \gg (5 \dots 10) I_{нм} \quad , \quad (3.21)$$

но не менее 0,5...2 мА.

3) Задаем напряжение коллектор-эмиттер транзистора:

$$U_{кэ} > U_{нм} + U_{кэ\min} \quad , \quad (3.22)$$

где $U_{кэ\min} = 1 \dots 2$ В. При малых амплитудах сигнала $U_{кэ} \approx 3 \dots 5$ В.

4) Определяем напряжение питания каскада из условий:

$$E_{0п} \gg (2 \dots 3) U_{кэ} \quad . \quad (3.23)$$

Напряжение источника питания должно превышать значение $E_{0п}$ на величину падения напряжения на сопротивлении фильтра R_ϕ (примерно на 20-30%)

$$E_0 = (1,2 \dots 1,3) E_{0п} \quad . \quad (3.24)$$

5) Определяем сопротивления в цепи эмиттера:

$$R_3 = R4 + R5 = \frac{U_3}{I_3} \quad , \quad (3.25)$$

где $U_3 = (0, 1 \dots 0, 3) E_{0п}$, а $I_{03} \approx I_{0к}$.

6) Определяем сопротивление $R3$:

$$R3 = \frac{E_{0п} - U_{кэ} - U_3}{I_k} . \quad (3.26)$$

7) Определяем амплитуду тока коллектора:

$$I_{км} = \frac{U_{нм}}{R3 \parallel R_{ч}} . \quad (3.27)$$

8) Определяем мощность, рассеиваемую на коллекторе:

$$P_k = U_{кэ} I_k . \quad (3.28)$$

9) Выбираем транзистор по критериям:

$$P_{кдоп} \gg (1, 1 \dots 1, 3) \cdot P_k , \quad (3.29)$$

$$U_{кэ} \gg E_{0п} , \quad (3.30)$$

$$I_{кдоп} \gg (1, 1 \dots 1, 3) \cdot (I_k + I_{км}) , \quad (3.31)$$

$$f_{h21} \gg (20 \dots 30) \cdot f_{в} . \quad (3.32)$$

Для проведения последующих расчетов из параметров выбранного транзистора определяем

$$h_{21} = \sqrt{h_{21min} \cdot h_{21max}} ; \quad (3.33)$$

10) Рассчитываем базовую цепь.

а) Задаем ток делителя:

$$I_d \gg (5 \dots 10) I_{бм} = (5 \dots 10) \frac{I_{км}}{h_{21э}} ; \quad (3.34)$$

б) определяем $R1$:

$$R1 = \frac{E_{0п} - U_э - U_{бэ}}{I_d + I_{0б}} , \quad (3.35)$$

$$I_{0б} = I_{0к}/h_{21} ,$$

в) определяем R2:

$$R2 = \frac{U_э + U_{бэ}}{I_d} . \quad (3.36)$$

11) Рассчитаем цепь местной обратной связи:

а) задаемся допустимым коэффициентом гармоник каскада:

$$k_{гп} \ll (0,1 \dots 0,2) k_{гзад} . \quad (3.37)$$

б) определяем дифференциальное сопротивление эмиттера:

$$r_э = \frac{\varphi_T}{I_{0э}} = \frac{\varphi_T}{I_{0к}} \quad (3.38)$$

в) Находим:

$$R4 \gg \left(\frac{100 I_{км}}{4 I_{0к} k_{гп}} - 1 \right) \cdot r_э ; \quad (3.39)$$

$$R5 = R_э - R4 . \quad (3.40)$$

12) Определяем коэффициент усиления:

$$K = \frac{R_{кн}}{r_э + R4} = \frac{R3 \parallel R_{н}}{r_э + R4} . \quad (3.41)$$

13) Определяем входное сопротивление каскада:

$$R_{вх} = R_{вхТ} \parallel R1 \parallel R2 , \quad (3.42)$$

$$R_{вхТ} = r_б' + (r_э + R4)(1 + h_{21э}) . \quad (3.43)$$

14) Определяем номинальное входное напряжение:

$$U_{\text{вх}} = \frac{U_{\text{н}}}{K} \quad . \quad (3.44)$$

15) Емкость конденсатора C_2 рассчитывается по формуле (2.74) Величина R в этом выражении равна:

$$R = \frac{R_5 \cdot (R_4 + R_3)}{R_5 + R_4 + R_3} \quad , \quad (3.45)$$

а R_3 и $R_{3г}$ определяются по выражениям (2.57) и (2.58).

16) Сопротивление R_{ϕ} определяется исходя из падения напряжения на нем (3.24) и тока, равного сумме токов делителя в цепи базы и эмиттера.

17) Для определения емкости конденсатора C_{ϕ} можно использовать следующую формулу:

$$C_{\phi} \gg \frac{10 \dots 50}{2\pi f_{\text{н}} R_{\phi}} \quad . \quad (3.46)$$

Теперь, когда известны входные и выходные сопротивления всех каскадов, рассчитывается регулятор громкости (рис.3.3). Регулятор усиления обычно ставится после первого или второго каскада предварительного усиления. Установка регулятора во входной цепи усилителя обычно приводит к ухудшению шумовых свойств устройства. В качестве регулятора могут быть использованы нагрузочные сопротивления каскадов, например сопротивление в цепи эмиттера эмиттерного повторителя.

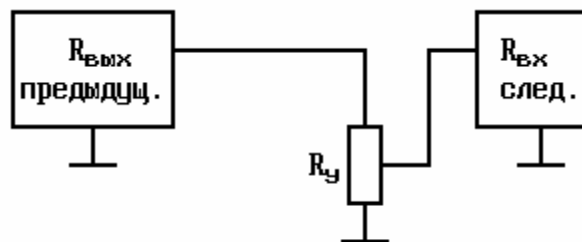


Рис. 3.4

Регулятор усиления (громкости) рассчитывается по формуле:

$$R_{\text{ч}} = \sqrt{R_{\text{вых пред.}} \cdot R_{\text{вх след.}}} \quad . \quad (3.47)$$

Результаты расчета предварительного усилителя следует свести в таблицы, аналогичные приведенным в конце раздела 2.3.

ПРИЛОЖЕНИЕ

1. РЯДЫ НОМИНАЛОВ РЕЗИСТОРОВ И КОНДЕНСАТОРОВ

Таблица 1

Ряд	Допуск*	Номинал ($\times 10^n$, $n=0;1;2;3\dots$)											
E6	$\pm 20\%$	10	15	22	33	47	68						
E12	$\pm 10\%$	10	12	15	18	22	27	33	39	47	56	68	82
E24	$\pm 5\%$	10	12	15	18	22	27	33	39	47	56	68	82
		11	13	16	20	24	30	36	43	51	62	75	91

* Допуск на электролитические конденсаторы устанавливаются отдельными нормами.

2. Курсовое проектирование

2. 1. Общие сведения

В приложении изложены общие сведения, касающиеся порядка выполнения и оформления курсового проекта, для студентов всех форм обучения - дневной, вечерней и заочной.

Целью выполнения курсового проекта по дисциплине АЭУ является освоение методики схемотехнического проектирования устройств обработки аналоговых сигналов. Типовым заданием предусматривается разработка принципиальной схемы усилителя звуковой частоты (УЗЧ), включающего усилитель мощности и предварительный усилитель с регуляторами уровня и тембра.

К защите представляется принципиальная схема с перечнем элементов и пояснительная записка с расчетами и результатами машинного моделирования (расчета) отдельных функциональных узлов на ЭВМ.

2. 2. Задание на проектирование

Техническое задание (ТЗ) на проектирование формируется в соответствии с вариантом исходных данных и общими требованиями к содержанию проекта. Исходными данными для разработки УЗЧ являются:

- 1) назначение (вид и группа сложности аппаратуры);
- 2) номинальная выходная мощность P_n ;
- 3) сопротивление нагрузки R_n ;
- 4) ЭДС источника сигнала E_r ;
- 5) внутреннее сопротивление источника сигнала R_r ;
- 6) допустимый коэффициент гармоник k_r ;
- 7) нижняя рабочая частота f_n ;
- 8) верхняя рабочая частота f_v ;
- 9) неравномерность АЧХ в полосе M ;
- 10) пределы регулировки тембра b_T ;

Варианты технических заданий для студентов дневной и вечерней формы обучения выдается преподавателем, ведущем курсовое проектирование в группе.

Варианты исходных данных для студентов заочной формы обучения приведены в таблице 2. Номер задания определяется двузначным кодом (шифр зачетной книжки). Первая цифра кода указывает вариант данных группы параметров А(верхняя часть таблицы), а вторая - вариант данных группы В (нижняя часть таблицы).

Для примера в таблице выделены исходные данные для кода 47 с названием темы проекта "Усилитель звуковой частоты для автомобильной аппаратуры первой группы сложности".

В строке "Вид апп." введены следующие обозначения: С- стационарная, П-переносная, А - автомобильная; Группы сложности проектируемого усилителя (0,1,2,3; с/н- специального назначения) указана в строке "Гр.сложн".

Диапазон рабочих температур: +5...+40 С для стационарной и -10...+50 С для переносной и автомобильной аппаратуры.

Таблица 2

Исходные данные		Вариант									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
А	Вид апп.	С	С	С	С	А	А	А	П	П	П
	P_H , Вт	50	25	12	6	5	3	2	1	0,5	0,2
	R_H , Ом	4	8	4	8	2	4	6	4	8	20
	E_H , мВ	100	60	30	15	50	25	10	40	20	5
	R_H , кОм	50	25	100	1	20	5	0,5	10	2	0,2
В	Гр. сложн	3	2	1	0	с/н	3	2	1	0	с/н
	k_H , %	1,0	0,7	0,5	0,2	0,3	1,5	0,8	0,5	0,3	1,0
	f_H , Гц	80	60	40	20	100	80	60	40	20	30
	f_B , кГц	10	12	16	20	8	10	12	16	20	18
	M , дБ	3	3	3	3	1	3	3	3	3	1,5
	b_T , дБ	± 8	± 10	± 12	± 14	± 6	± 6	± 8	± 10	± 12	± 16
	t_{max} , С°	+35	+35	+40	+50	+55	+55	+55	+50	+55	+55

2. 3. Требования к оформлению пояснительной записки и чертежей.

Пояснительная записка (ПЗ) должна быть аккуратно оформлена и соответствовать требованиям ЕСКД к текстовым документам.

ПЗ выполняется от руки либо машинописным способом на листах формата А4. Поля: слева - 25мм, справа - 10, сверху и снизу - по 20мм. Нумерация страниц - сплошная, начиная с титульного листа. Номер (без точки) ставится в правом верхнем углу каждого листа, начиная со введения.

Материалы ПЗ располагаются в следующем порядке: титульный лист; задание на проектирование; оглавление; введение; основной текст; заключение; список использованных источников; приложения.

Основной текст ПЗ разбивается на разделы, нумеруемые арабскими цифрами. При необходимости разделы разбиваются на подразделы, пункты и подпункты, номера которых указываются последовательно через точку после номера раздела. Переносы слов в заголовках не допускаются.

При проведении расчетов по формулам вначале приводится формула в общем виде, затем подставляются численные значения величин и приводится конечный результат с обязательным указанием размерности.

Результаты машинного расчета в виде распечатки на листах формата А4 подшиваются в пояснительную записку.

Графический материал к проекту представляется в виде двух листов чертежей формата А2. На первом листе по требованиям действующих стандартов выполняется принципиальная схема усилителя. Перечень элементов схемы выполняется в виде отдельного документа в стандартном оформлении. Принципиальная схема и перечень элементов подшиваются в ПЗ в качестве приложений. На втором листе может быть представлена конструкция любого узла усилителя, например, монтажная плата или графический материал, поясняющий принцип

действия отдельных элементов или всего усилителя. Тематика конструктивного чертежа согласуется с преподавателем, ведущим проектирование. Конструктивный чертеж является обязательным для студентов дневной и вечерней формы обучения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Войшвилло Г.В. Усилительные устройства. -М.: Радио и связь, 1983.
2. Ногин В.Н. Аналоговые электронные устройства: Учебное пособие для вузов. -М.: Радио и связь, 1992
3. Усилительные устройства: Учебное пособие для вузов./ Под ред. О.В.Головина.-М.: Радио и связь, 1994.
4. Гусев В.Т., Гусев Ю.М. Электроника. - М.: Высшая школа,1991.
5. Бейтон А., Волш В. Аналоговая электроника на операционных усилителях М.: Бином, 1994.
6. Варакин Л.Е. Бестрансформаторные усилители мощности: Справочник. -М.: Радио и связь, 1984.
7. Расчет электронных схем/ Г.И.Изъюрова и др. -М.: Высш. школа,1987.
8. Применение интегральных схем: Практическое руководство. В 2-х кн. Пер. с англ./ Под ред. А.Уильямса.- М.: Мир, 1987.
9. Булычев А.Л.и др. Аналоговые интегральные схемы: Справочник/ А.Л.Булычев,В.И.Галкин,В.А.Прохоренко.- Мн.:Беларусь,1985.
- 10.Справочник по электрическим конденсаторам/ М.Н.Дьяконов, В.И.Карабанов,В.И.Присняков и др.;Под общ.ред. И.И.Четверткова и В.Ф.Смирнова. - М.: Радио и связь, 1983.
- 11.Резисторы:Справочник/В.В.Дубровский Д.М.Иванов, Н.Я.Пратусевич и др.; Под общ.ред. И.И.Четверткова и В.М.Терехова. - М.: Радио и связь, 1987.
- 12.С.В.Триполитов, А.В.Ермилов. Микросхемы, диоды, транзисторы: Справочник. -М.: Машиностроение,1994.

Литература по оформлению документов и чертежей

1. Сапаров В.Е.,Максимов Н.А. Системы стандартов в электросвязи и радиоэлектронике. -М.: Радио и связь, 1985.
2. Усатенко С.Т. и др. Выполнение электрических схем по ЕСКД. Справочник. - М.: Изд. стандартов, 1989.
3. Разработка и оформление конструкторской документации РЭА. Справочное пособие/ Э.Т.Романычева и др. -М.: Радио и связь,1984.

