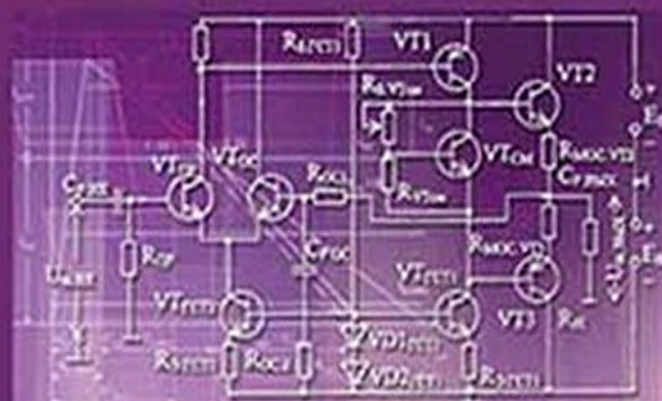


Г. А. Травин, Д. С. Травин

СХЕМОТЕХНИКА И РАСЧЕТ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ



www.e.lanbook.com



ЭБС
ЛАНЬ

**Г. А. ТРАВИН,
Д. С. ТРАВИН**

СХЕМОТЕХНИКА И РАСЧЕТ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ С ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ

Учебное пособие

Издание второе, исправленное



САНКТ-ПЕТЕРБУРГ
МОСКВА
КРАСНОДАР
2019

УДК 621.396.62

ББК 32.849я73

Т 65 Травин Г. А. Схемотехника и расчет бестрансформаторных усилителей с обратными связями : учебное пособие / Г. А. Травин, Д. С. Травин. — 2-е изд., испр. — Санкт-Петербург : Лань, 2019. — 152 с. : ил. — (Учебники для вузов. Специальная литература). — Текст : непосредственный.

ISBN 978-5-8114-3667-5

В учебном пособии рассматриваются вопросы построения и расчета схем высококачественных бестрансформаторных звуковых усилителей мощности с глубокими обратными связями.

Учебное пособие предназначено для студентов очной, заочной, заочно-ускоренной, заочно-дистанционной форм обучения вузов, обучающихся по направлениям подготовки «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» (квалификации (степени) «бакалавр», «магистр»), «Инфокоммуникационные технологии и системы специальной связи» (квалификация «специалист»), а также по направлениям подготовки «Радиотехника» и «Конструирование и технология электронных средств» (квалификации «бакалавр», «магистр»).

УДК 621.396.62

ББК 32.849я73

Рецензенты:

И. Д. МИЦЕНКО — доктор технических наук, профессор Новосибирского государственного технического университета;

Ю. А. ПАЛЬЧУН — доктор технических наук, профессор, ученый секретарь Сибирского государственного научно-исследовательского института метрологии.

Обложка
Е. А. ВЛАСОВА

© Издательство «Лань», 2019

© Г. А. Травин, Д. С. Травин, 2019

© Издательство «Лань»,
художественное оформление, 2019

ОГЛАВЛЕНИЕ

Предисловие	5
Глава 1. Общие сведения о бестрансформаторных усилителях сигналов звуковых частот	6
Глава 2. Схемотехника двухкаскадных бестрансформаторных УМЗЧ	9
Глава 3. Расчет бестрансформаторных усилителей звуковых частот с двухкаскадным УМЗЧ	23
3.1. Расчет двухкаскадных УМЗЧ	23
3.1.1. Расчет простого выходного двухтактного бестрансформаторного каскада на комплементарных транзисторах в режиме «В»	23
3.1.2. Расчет сложного выходного двухтактного бестрансформаторного каскада на составных транзисторах в режиме «В»	28
3.1.3. Расчет предвыходного одноктактного каскада в режиме «А» с резисторной связью с выходным каскадом	30
3.1.4. Расчет элементов схемы смещения и стабилизации выходного и предвыходного каскадов	36
3.1.5. Расчет коэффициентов гармоник выходного и предвыходного каскадов УМЗЧ	42
3.1.6. Расчет требуемой глубины общей ООС для обеспечения заданных коэффициента гармоник, коэффициента сброса нагрузки и коэффициентов частотных искажений	46
3.1.7. Расчет цепей общей отрицательной обратной связи в двухкаскадном УМЗЧ	49
3.1.8. Расчет необходимого усиления и количества предварительных каскадов бестрансформаторных усилителей звуковых частот	50
3.1.9. Расчет емкостей переходных конденсаторов $C_{p,вых}$ и $C_{p,вх}$ и блокировочного конденсатора $C_{Э1}$ в УМЗЧ	54
3.2. Расчет схем предварительных каскадов бестрансформаторных усилителей звуковых частот	57
3.2.1. Введение	57
3.2.2. Расчет предварительного каскада с резисторно-конденсаторной связью на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером	58
3.2.3. Расчет предварительного каскада с резисторно-конденсаторной связью на биполярном транзисторе, включенном по схеме с эмиттерной ООС	66
3.2.4. Расчет предварительного каскада с резисторно-конденсаторной связью на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим коллектором	69
3.2.5. Расчет предварительных каскадов бестрансформаторных усилителей звуковых частот на полевых транзисторах	75
3.3. Особенности построения и расчета цепи общей ООС многокаскадных бестрансформаторных усилителей звуковых частот с двухкаскадным УМЗЧ	82

Глава 4. Схемотехника трехкаскадных бестрансформаторных УМЗЧ	88
Глава 5. Расчет бестрансформаторных усилителей звуковых частот с трехкаскадным УМЗЧ	105
5.1. Введение.....	105
5.2. Расчет схемы трехкаскадного бестрансформаторного УМЗЧ с одним источником питания и внешней нагрузкой, включенной в коллекторную цепь предвыходного каскада	105
5.3. Особенности расчета схемы трехкаскадного бестрансформаторного УМЗЧ на составных выходных транзисторах с одним источником питания и внешней нагрузкой, включенной в коллекторную цепь предвыходного каскада.....	122
5.4. Расчет схемы трехкаскадного бестрансформаторного УМЗЧ с одним источником питания и с ГСТ в коллекторной цепи предвыходного каскада	127
5.5. Расчет схемы трехкаскадного бестрансформаторного УМЗЧ с биполярным источником питания и с ГСТ в коллекторной цепи предвыходного каскада	134
Заключение	137
Приложения.....	138
Список литературы.....	150

ПРЕДИСЛОВИЕ

Настоящее учебное пособие является вторым изданием хорошо зарекомендовавшего себя одноименного учебного пособия, изданного Сибирским государственным университетом телекоммуникаций и информатики (СибГУТИ) в 2013 г., которому был присвоен гриф УМО: «Рекомендовано УМО по образованию в области инфокоммуникационных технологий и систем связи в качестве учебного пособия для студентов высших учебных заведений, обучающихся по направлению подготовки 11.03.02, 11.04.02 — Инфокоммуникационные технологии и системы связи квалификации (степени) «бакалавр», «магистр» и 11.05.04 — Инфокоммуникационные технологии и системы специальной связи квалификации «специалист». (Решение Совета УМО по образованию в области инфокоммуникационных технологий и систем связи от 30.10.2014 г. за № 755 и 756, протокол № 79 от 30.10.2014 г. Председатель Совета УМО профессор, д. т. н. А. С. Аджемов).

В настоящее время это актуальное учебное пособие стало бестселлером.

В связи с этим возникла необходимость второго издания данного учебного пособия. При его подготовке были устранены выявленные опечатки первого издания и внесены некоторые правки, позволяющие использовать учебное пособие не только по тем направлениям, которые отмечены в грифе УМО, но и по направлениям 11.03.01 «Радиотехника» и 11.03.04 «Конструирование и технология электронных средств» квалификации «бакалавр» и «магистр» очной, заочной, заочно-ускоренной и заочно-дистанционной формам обучения.

Техническое задание для расчета таких усилителей включает в себя следующие данные:

- 1) выходная мощность (мощность в нагрузке), $P_{\text{вых}}$, Вт;
- 2) сопротивление нагрузки, R_H , Ом;
- 3) нижняя рабочая частота, f_H , Гц;
- 4) коэффициент частотных искажений на нижней рабочей частоте, $M_{H \text{ зад}}$, дБ;
- 5) верхняя рабочая частота, f_B , кГц;
- 6) коэффициент частотных искажений на верхней рабочей частоте, $M_{B \text{ зад}}$, дБ;
- 7) ЭДС источника питания $E_{\text{ист}}$, В;
- 8) внутреннее сопротивление источника питания, $R_{\text{ист}}$, кОм;
- 9) коэффициент сброса нагрузки (нестабильность напряжения сигнала на выходе усилителя), $N_{\text{зад}} = \frac{U_{\text{вых.хх}}}{U_{\text{вых}_R H}}$, разы;
- 10) коэффициент гармоник $K_{G \text{ зад}}$, %;
- 11) температура окружающей среды $T_{\text{с мин}}$, $T_{\text{с макс}}$, °С.

Авторы выражают благодарность рецензентам доктору техн. наук, профессору И. Д. Миценко и доктору техн. наук, профессору Ю. А. Пальчуну за внимательное рецензирование учебного пособия.

ГЛАВА 1

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ СИГНАЛОВ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

В трактах частот модуляции (в последетекторных трактах) современных вещательных и профессиональных радиоприемных устройств, а также в разнообразной аппаратуре записи, воспроизведения и усиления сигналов речи и музыки, находят широкое применение высококачественные бестрансформаторные апериодические усилители сигналов звуковых частот на биполярных и полевых транзисторах как в дискретном, так и в интегральном (или смешанном) исполнении с выходной мощностью от долей ватт до сотен Вт.

Они отличаются высокой стабильностью режима работы по постоянному току (по питанию), стабильностью коэффициентов усиления и выходного напряжения сигнала, малыми нелинейными и линейными (частотными и фазовыми) искажениями, малыми собственными помехами и большим динамическим диапазоном, а также малыми габаритами, массой и стоимостью.

Высокие показатели этих усилителей обеспечиваются выбором оптимальных схемотехнических решений и режимов работы каскадов, применением термозависимых элементов и широким использованием местных и общих отрицательных обратных связей (ООС) как по постоянному, так и по переменному току и напряжению.

Бестрансформаторные усилители звуковых частот отличаются от трансформаторных в основном особенностями построения и расчета выходных и связанных с ними предвыходных каскадов. Эти отличия обусловлены бестрансформаторным подключением внешней нагрузки к транзисторам выходного каскада этих усилителей. Основные показатели и характеристики многокаскадных бестрансформаторных усилителей в значительной степени определяются свойствами именно выходных каскадов.

Обобщенная структурная схема усилительного тракта с многокаскадным бестрансформаторным усилителем сигналов звуковых частот может быть представлена в виде, показанном на рис. 1.1, где УМЗЧ — усилитель мощности звуковых частот, БРПУ — блок регулировок и предварительного усиления.

Общее число каскадов бестрансформаторных усилителей зависит от конкретного назначения усилителя.

Следует отметить, что основу всех возможных вариантов бестрансформаторных усилителей образует усилитель мощности звуковых частот (УМЗЧ) с гальваническими связями между каскадами и гальванической или емкостной связью с внешней нагрузкой, охваченный цепью глубокой общей отрицательной обратной связи (ООС). Именно эта общая ООС в основном и обеспечивает высокие показатели УМЗЧ.

По выходу эта ООС выполняется параллельной, т. е. по напряжению (и по постоянному, и по переменному напряжению), что диктуется необходимостью стабилизации выходного напряжения и уменьшения выходного сопротивления УМЗЧ.

По входу эта ООС выполняется либо параллельной, либо последовательной, в зависимости от числа каскадов УМЗЧ и их способности инвертировать или не инвертировать усиливаемый сигнал: при этом главным условием является обеспечение именно отрицательной ОС. Число каскадов УМЗЧ чаще всего не превышает двух-трех, так как при охвате глубокой общей ООС более трех каскадов затрудняется обеспечение устойчивой работы УМЗЧ. Хотя следует отметить, что устойчивость работы в этих случаях в принципе можно обеспечивать включением в УМЗЧ специальных корректирующих цепей.

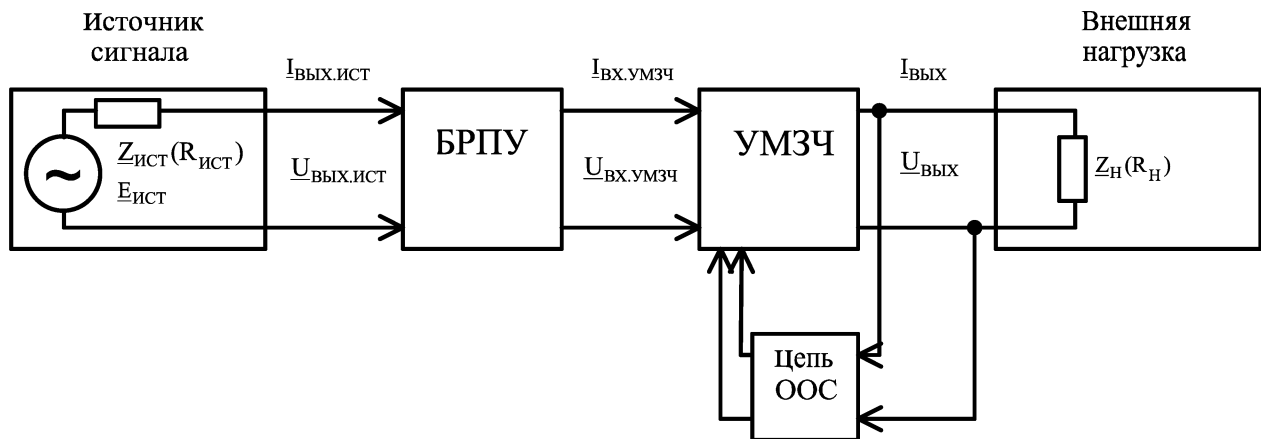


Рисунок 1.1

В общем случае сигнал от источника сигнала с ЭДС $E_{ист}$ и внутренним сопротивлением $Z_{ист}$ (например, от детектора радиоприемного устройства) подается на вход УМЗЧ через блок регулировок громкости и тембра звука и предварительного усиления (БРПУ), позволяющий регулировать и обеспечивать требуемую мощность сигнала $P_{\sim вых}$ на внешней нагрузке $Z_{н}$ ($R_{н}$) УМЗЧ (например, на электродинамическом громкоговорителе, звуковой колонке и т. п.) и требуемую АЧХ бестрансформаторного усилителя, влияющую на тембр звучания.

В более простых случаях в зависимости от заданных параметров источника сигнала и назначения усилителя, когда регулировка тембра не предусматривается, а заданный источник сигнала с ЭДС $E_{ист}$ и внутренним сопротивлением $Z_{ист}$ ($R_{ист}$) может обеспечить на выходе УМЗЧ требуемые значения напряжения и тока сигнала $U_{вх.умзч}$ и $I_{вх.умзч}$ (см. рис. 1.1) без предварительного усиления, блок БРПУ упрощается до регулятора усиления (или вообще исключается, если в техническом задании регулировка усиления не предусматривается).

Для получения на выходе УМЗЧ заданной мощности сигнала $P_{\sim вых}$ при наибольшем КПД в качестве выходного каскада обычно используется двухтактный каскад в экономичном режиме «В» («АВ») с параллельным управлением.

При этом наибольшее применение получили двухтактные каскады на элементарных парах биполярных транзисторов (транзисторов с одинаковыми параметрами и характеристиками, но с разной структурой: $n-p-n$ и $p-n-p$) с включением их по схеме с общим коллектором (ОК), т. е. по схеме двухтактного эмиттерного повторителя (ЭП).

Использование комплементарных транзисторов существенно упрощает схему не только двухтактного выходного каскада, но и связанного с ним предвыходного каскада, который в этих случаях выполняется в виде обычного однотактного резисторного каскада в режиме «А» с эмиттерной стабилизацией и гальванической (резисторной) связью с выходным каскадом. При этом достаточно просто решается проблема обеспечения смещения и температурной стабилизации режима покоя транзисторов выходного двухтактного эмиттерного повторителя с помощью терморезисторов смещения с отрицательным температурным коэффициентом или с помощью диодов смещения.

Использование включения биполярных транзисторов по схеме с ОК (эмиттерного повторителя) обуславливает высокие качественные показатели выходного каскада (малые нелинейные и линейные искажения, малые собственные помехи, высокая стабильность усиления) вследствие глубокой местной ООС, свойственной эмиттерным повторителям (при одном лишь недостатке, заключающемся, как известно, в том, что коэффициент усиления по напряжению ЭП не превышает единицы). Эта местная ООС увеличивает эффект улучшения показателей УМЗЧ, обеспечиваемый общей ООС, охватывающей весь УМЗЧ.

Связь транзисторов выходного двухтактного ЭП с внешней нагрузкой выполняется либо непосредственной (при этом используется биполярный источник питания, т. е. два одинаковых источника питания со средней точкой), либо емкостной (при использовании одного источника питания).

Что касается предварительных каскадов бестрансформаторных усилителей звуковых частот (как в УМЗЧ, так и в БРПУ), то они обычно выполняются однотактными в режиме «А» по схемам с ОЭ и ОК с эмиттерной, коллекторной или комбинированной стабилизацией и с гальванической (или резисторно-конденсаторной) межкаскадной связью.

Как было отмечено выше, бестрансформаторные усилители могут быть в дискретном, интегральном и смешанном исполнении. Отдавая должное вариантам на интегральных микросхемах (ИМС), вместе с тем следует отметить, что варианты на дискретных элементах отличаются большей гибкостью в построении, позволяющей получить более высокие качественные показатели. Это объясняется тем, что в дискретных вариантах удастся подобрать более близкие по параметрам комплементарные транзисторы, обеспечить в каскадах более оптимальные режимы работы и подобрать более высокочастотные транзисторы (по сравнению с ИМС), позволяющие использовать более глубокую ООС без ухудшения устойчивости работы усилителей.

Подробно вопросы схемотехники и расчета бестрансформаторных усилителей звуковых частот рассматриваются в следующих главах настоящего учебного пособия. При этом основное внимание уделяется УМЗЧ в двухкаскадном и трехкаскадном исполнении. Следует отметить, что схемотехника и расчет выходных каскадов в двухкаскадном и трехкаскадном вариантах УМЗЧ во многом сходны.

ГЛАВА 2

СХЕМОТЕХНИКА ДВУХКАСКАДНЫХ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫХ УМЗЧ

Непосредственное (или через конденсатор) включение внешней нагрузки в выходную цепь усилительных элементов позволяет исключить из схемы выходного каскада нестандартную деталь — выходной трансформатор, устранить вносимые им частотные, фазовые и нелинейные искажения, уменьшить габариты, массу и стоимость усилителя и повысить технологичность его изготовления. Именно этими обстоятельствами обусловлен интерес к бестрансформаторным усилителям звуковой частоты. Однако исключение из схемы выходного трансформатора создает определенные трудности в обеспечении оптимального значения сопротивления нагрузки усилительному элементу. Непосредственное (или через конденсатор) подключение нагрузки к усилителю без выходного трансформатора целесообразно лишь в случае, когда заданное значение сопротивления нагрузки усилителя близко к оптимальному сопротивлению нагрузки выходной цепи усилительных элементов. Данное условие сравнительно легко выполняется в усилителях на биполярных транзисторах. Это обусловлено тем, что оптимальное сопротивление коллекторной цепи биполярных транзисторов при сравнительно низком напряжении питания транзисторов и средней выходной мощности близко к тем реальным внешним низкоомным нагрузкам, на которые приходится работать усилителю и значения которых приводятся в техническом задании на проектирование.

В настоящее время широкое применение находят усилители с выходным двухтактным бестрансформаторным каскадом с последовательным включением транзисторов по постоянному току. Эти каскады работают обычно в экономичном режиме «В» или «АВ» (при необходимости их также можно спроектировать и для работы в режиме «А»). Предельный КПД выходной цепи таких каскадов при работе в режиме «В» равен 78,5% (а при работе в режиме «А» — 50%), как и у трансформаторных каскадов, но реальный КПД обычно оказывается выше, чем у трансформаторных, из-за отсутствия трансформатора, который всегда вносит дополнительные потери.

Как уже отмечалось в гл. 1, наиболее широко применяются варианты выходных двухтактных бестрансформаторных каскадов, в плечи которых включаются комплементарные транзисторы, т. е. транзисторы различной структуры ($p-n-p$ и $n-p-n$) с идентичными параметрами. Использование таких транзисторов позволяет объединить входные цепи плечей, так как сигнал, открывающий транзистор $p-n-p$, будет закрывать транзистор $n-p-n$ и наоборот. Основным достоинством таких вариантов является возможность использования в качестве предвыходного каскада обычного одноконтурного резисторного каскада с гальванической (резисторной, непосредственной и т. п.) связью с выходным каскадом. Это уменьшает количество элементов усилителя и улучшает его частотную и фазовую характеристики.

На рис. 2.1 представлен один из наиболее простых вариантов схемы двухтактного выходного и однотактного предвыходного каскадов усилителя звуковых частот с комплементарными транзисторами в выходном каскаде и двумя источниками питания (или одним источником питания с удвоенным напряжением и со средней точкой).

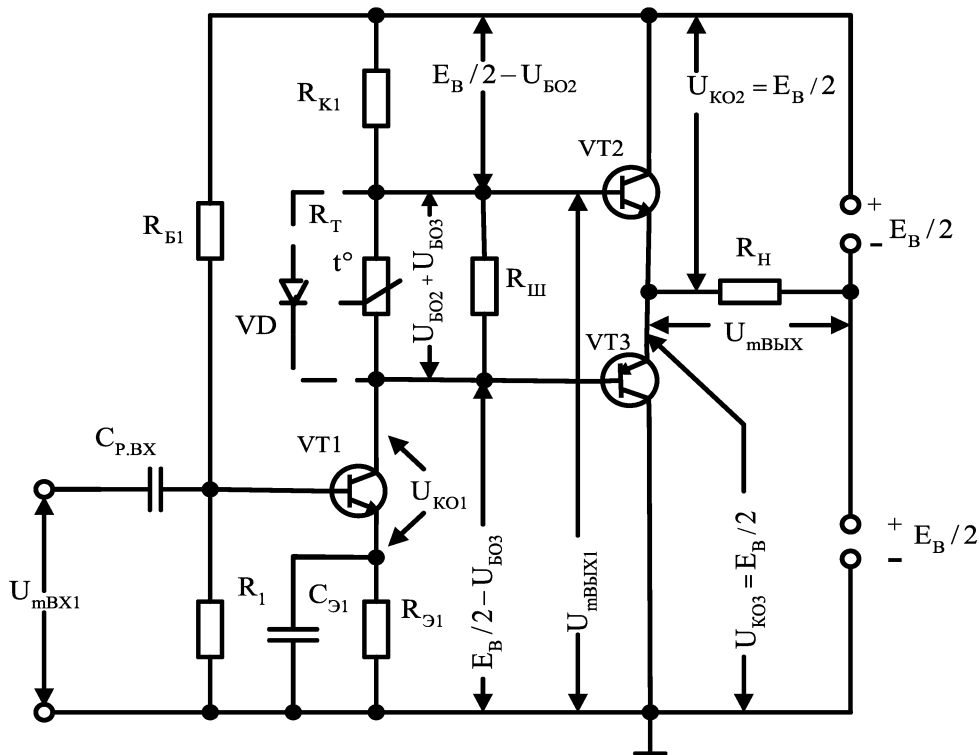


Рисунок 2.1

Как видно, транзисторы VT2 и VT3 выходного двухтактного каскада включены последовательно по постоянному току. В симметричной двухтактной схеме, несмотря на непосредственное включение нагрузки в выходные цепи транзисторов, ток в цепи нагрузки не содержит постоянной составляющей, так как постоянные составляющие выходных токов плеч схемы равны и через нагрузки текут в противоположных направлениях, компенсируя друг друга. Следовательно, потери питающего напряжения в нагрузке отсутствуют и между коллектором и эмиттером каждого из транзисторов будет действовать питающее напряжение $0,5 E_B$. Переменные же составляющие токов плеч схемы, вызванные входным сигналом, в режиме «В» протекают через нагрузку, чередуясь каждые полпериода сигнала, создавая на ней переменное напряжение сигнала с амплитудой $U_{mB\text{ВХ}}$. Следует отметить, что по переменному току (по сигналу) каждый из транзисторов VT2 и VT3 включен по схеме с общим коллектором (ОК), носящей название эмиттерного повторителя.

К предвыходному однотактному каскаду на транзисторе VT1, включенному по схеме с общим эмиттером (ОЭ) и работающему в режиме «А», подводится питающее напряжение E_B . Связь транзистора VT1 предвыходного каскада с транзисторами VT2 и VT3 выходного каскада — резисторная: в схему связи входит резистор R_{K1} в коллекторной цепи транзистора VT1.

С помощью терморезистора R_T получается напряжение смещения для транзисторов VT2 и VT3 выходного каскада и осуществляется температурная стабилизация коллекторных токов покоя этих транзисторов. В целях облегчения установления необходимого режима термостабилизации параллельно терморезистору R_T подключается сопротивление шунта $R_{ш}$ определенной величины. Следует отметить, что сопротивление $R_{Тш} = R_T R_{ш} / (R_T + R_{ш})$ обычно значительно меньше сопротивления резистора R_{K1} . Также отметим, что вместо терморезистора R_T для обеспечения смещения и температурной стабилизации тока покоя транзисторов выходного каскада можно использовать диод VD (см. пункт) или несколько диодов. Этот вариант является основным в интегральных схемах, в которых формирование диодов не составляет большого труда. Напряжение смещения на базу транзистора VT1 предвыходного каскада подается от источника питания с помощью делителя $R_{B1}R_1$. Для стабилизации коллекторного тока покоя i_{K01} транзистора применяется эмиттерная стабилизация с помощью резистора $R_{Э1}$. Чем больше сопротивление резистора $R_{Э1}$ и чем меньше сопротивление делителя в цепи базы транзистора $R_{Д1} = R_{B1}R_1 / (R_{B1} + R_1)$, тем больше глубина местной отрицательной обратной связи по постоянному току, возникающей благодаря включению резистора $R_{Э1}$, и тем стабильнее коллекторный ток покоя i_{K01} транзистора VT1. Для предупреждения возникновения за счет $R_{Э1}$ отрицательной обратной связи по переменному току (по сигналу), снижающей усиление каскада, резистор $R_{Э1}$ шунтируется по переменному току конденсатором $C_{Э1}$ достаточно большой емкости. Согласно принятой классификации обратной связи эта местная отрицательная обратная связь является последовательной как по способу снятия с выхода, так и по способу подачи на вход предвыходного каскада. Заметим, что в интегральных схемах вариант с этой обратной связью (т. е. без $C_{Э1}$) является основным.

Так как каждый из транзисторов выходного каскада включен по схеме с общим коллектором (по схеме эмиттерного повторителя), то в каждом плече этого каскада действует местная глубокая отрицательная обратная связь по сигналу, параллельная по выходу (т. е. по напряжению) и последовательная по входу. Эта обратная связь в каждом плече уменьшает нелинейные, частотные и фазовые искажения, уменьшает выходное и увеличивает входное сопротивления транзисторов. Поскольку при этом все выходное напряжение сигнала $U_{мвых}$ в качестве напряжения отрицательной обратной связи (100%-ная отрицательная обратная связь) воздействует на входы транзисторов VT2 и VT3 последовательно с напряжением сигнала $U_{мвых1}$ от предвыходного каскада, то предвыходной каскад должен обеспечивать амплитуду напряжения $U_{мвых} = U_{мБ2(3)} + U_{мвых}$, т. е. превышающую требуемую амплитуду возбуждения $U_{мБ2}$ транзистора VT2 (или амплитуду возбуждения $U_{мБ3}$ транзистора VT3) на величину амплитуды напряжения сигнала на нагрузке выходного каскада $U_{мвых}$. Это означает, что коэффициент усиления по напряжению выходного каскада будет меньше единицы. Это означает также, что при резисторной связи предвыходного однотоктного и выходного двухтактного бестрансформаторного каскадов и питания их от общего источника коэффициент использования коллекторного напряжения у предвы-

ходного каскада $\xi_{\text{ПРЕД}} = U_{\text{мВЫХ1}} / U_{\text{КО1}}$ (где $U_{\text{КО1}} = 0,5 E_{\text{В}} - U_{\text{БОУТЗ}} - U_{\text{РЭ1}}$) оказывается выше коэффициента использования коллекторного напряжения каждого плеча выходного каскада $\xi_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{мВЫХ}} / U_{\text{КО2(3)}}$. При максимальном коэффициенте использования коллекторного напряжения каждого плеча $\xi_{\text{ВЫХ.МАКС}} = (U_{\text{мВЫХ}} / 0,5 E_{\text{В}}) \geq 0,9$ предвыходной каскад должен обеспечить $\xi_{\text{ВЫХ}} \approx 1 (U_{\text{мВЫХ1}} \approx U_{\text{КО1}})$, что является нелегкой задачей. Для облегчения решения этой задачи транзистор предвыходного каскада выбирают с малым напряжением насыщения, а если этого недостаточно (что нередко и имеет место), то идут на выбор $E_{\text{В}}$ с запасом при получении требуемого $U_{\text{мВЫХ}}$, т. е. на некоторое снижение коэффициента использования коллекторного напряжения $\xi_{\text{ВЫХ}}$ (и, следовательно, КПД) в выходном каскаде.

Если вариант схемы рис. 2.1 неудобен из-за необходимости иметь два источника питания (или один источник питания со средней точкой) или если по техническому заданию внешняя нагрузка должна иметь соединение с общим проводом, то схему рис. 2.1 видоизменяют, применяя один источник питания без средней точки и включая нагрузку $R_{\text{Н}}$ через разделительный конденсатор $C_{\text{Р.ВЫХ}}$, как показано на рис. 2.2.

По принципу действия схема рис. 2.2 не отличается от схемы рис. 2.1. Следует лишь отметить особую функцию конденсатора $C_{\text{Р.ВЫХ}}$, которую он выполняет в выходном каскаде при работе его в режиме «В», наряду с традиционными функциями разделения нагрузки $R_{\text{Н}}$ и выходных транзисторов VT2 и VT3 по постоянному току и связи их по переменному току. Этот конденсатор, заряжаясь при включении схемы до напряжения $0,5 E_{\text{В}}$, выполняет роль источника питания транзистора VT3 в те полупериоды сигнала, когда VT3 отпирается, а VT2 запирается, прерывая подачу питания на VT3 от выпрямителя. Заметим, что в процессе поочередного отпираания и запираания каждого из транзисторов напряжение на конденсаторе будет несколько изменяться, возрастая за счет подзаряда в течение времени работы VT2 и уменьшаясь за счет частичного разряда в течение времени работы VT3. Однако эти нежелательные изменения напряжения на конденсаторе $C_{\text{Р.ВЫХ}}$ можно свести к допустимому минимуму выбором достаточно большой емкости этого конденсатора.

Дальнейшим развитием схемы рис. 2.2 является схема, приведенная на рис. 2.3. Ее отличие от схемы рис. 2.2 состоит в том, что делитель $R_{\text{Б1}}R_1$ подключается не непосредственно к источнику питания, а к транзистору VT3. В этом случае для получения смещения на базе транзистора VT1 используется напряжение питания $U_{\text{КОЗ}}$ транзистора VT3. При этом одновременно с подачей смещения в схеме возникает общая (т. е. охватывающая все каскады) отрицательная обратная связь, параллельная по способу снятия с выхода и по способу подачи на вход схемы рис. 2.3. Параллельное снятие отрицательной обратной связи с выхода схемы означает, что она будет по напряжению, причем и по постоянному напряжению, и по переменному напряжению (по сигналу).

Отрицательная обратная связь по постоянному напряжению будет стабилизировать величину питающего напряжения $U_{\text{КОЗ}}$ на транзисторе VT3 (и, сле-

довательно, U_{KO2} на транзисторе VT2, поскольку он включен последовательно с VT3 по питанию).

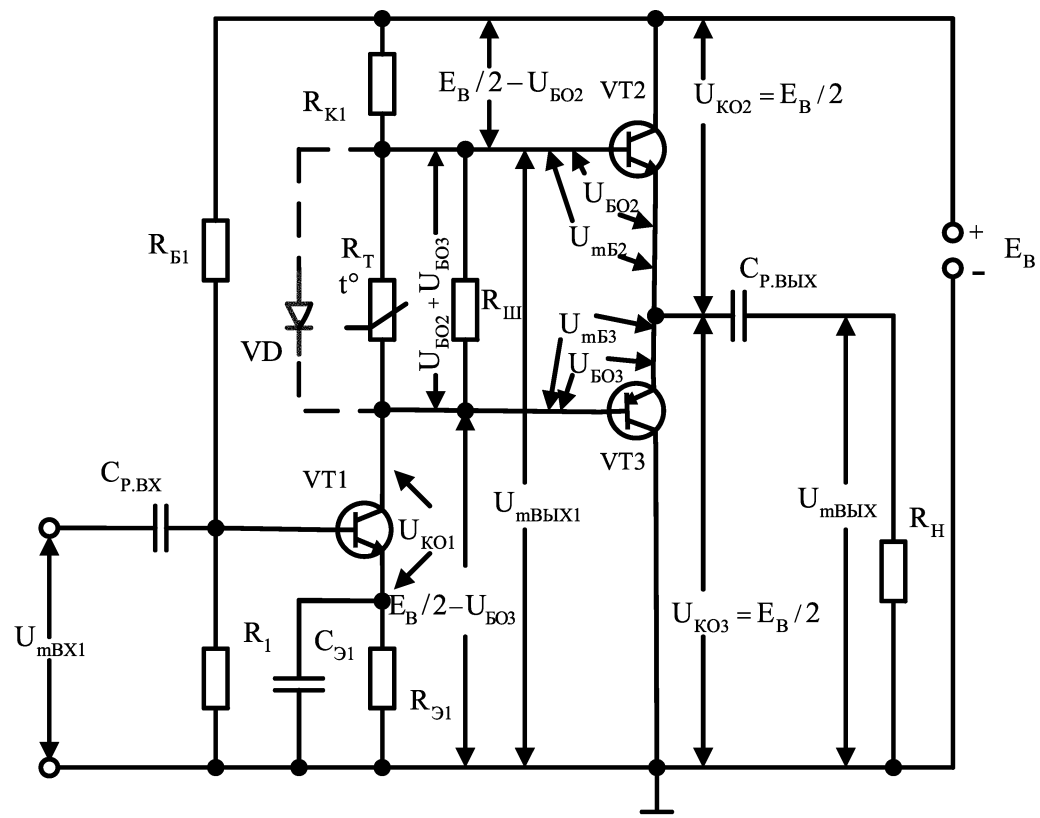


Рисунок 2.2

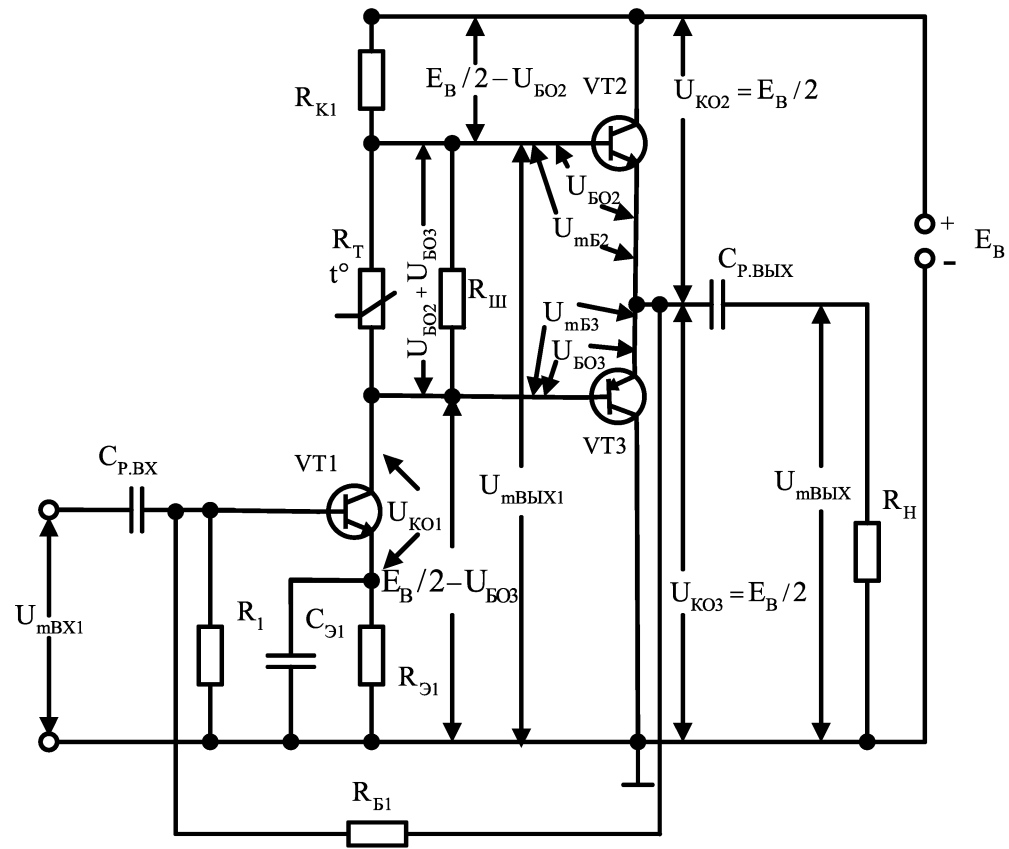


Рисунок 2.3

Действительно, возможные изменения напряжения между коллектором и эмиттером $U_{\text{КОЗ}}$ транзистора VT3 вызывают обратные по знаку изменения напряжения на коллекторе транзистора VT1. Но так как напряжение между коллектором транзистора VT1 и общим проводом $U_{\text{КО1}} + U_{\text{РЭ1}}$ связано с напряжением между коллектором и эмиттером $U_{\text{КОЗ}}$ транзистора VT3 выражением $U_{\text{КО1}} + U_{\text{РЭ1}} + U_{\text{БОЗ}} = U_{\text{КОЗ}}$ (т. е. практически равно напряжению между коллектором и эмиттером $U_{\text{КОЗ}}$ транзистора VT3), то происходит восстановление прежнего значения напряжения между коллектором и эмиттером $U_{\text{КОЗ}}$ транзистора VT3.

Что касается общей отрицательной обратной связи по переменному напряжению (по сигналу), то она будет уменьшать нелинейные, частотные и фазовые искажения и повышать стабильность коэффициента усиления схемы. Вместе с тем следует отметить, что, поскольку эта общая отрицательная обратная связь по переменному напряжению является параллельной по способу подачи на вход, она уменьшает входное сопротивление и коэффициент усиления по току (и, следовательно, коэффициент усиления по мощности) схемы. Это должно учитываться при расчете схемы. Если глубина этой общей обратной связи по переменному напряжению будет меньше рассчитанной (с точки зрения уменьшения нелинейных и частотных искажений), то ее можно исключить, заменив резистор $R_{\text{Б1}}$ на два резистора и введя конденсатор развязки $C_{\text{Ф}}$ (обратная связь по постоянному напряжению при этом остается), а в схему ввести общую отрицательную обратную связь по переменному напряжению требуемой глубины с помощью резистора $R_{\text{СВ}}$ и разделительного конденсатора $C_{\text{Р.СВ}}$. достаточно большой емкости, выбираемой из условия $\frac{1}{\omega_{\text{Н}} C_{\text{Р.СВ}}} \leq \frac{R_{\text{СВ}}}{50 \dots 100}$ (рис. 2.4).

Следует отметить, что во всех рассмотренных схемах большое значение амплитуды выходного напряжения предвыходного каскада $U_{\text{мВЫХ1}} = U_{\text{мБ2(3)}} + U_{\text{мВЫХ}}$ требует и большого значения амплитуды переменной составляющей коллекторного тока (тока сигнала) от транзистора VT1 через резистор $R_{\text{К1}}$ в коллекторной цепи этого транзистора, что вынуждает повышать мощность этого транзистора. В случае необходимости эти ток и мощность могут быть снижены некоторым изменением схемы включения резистора $R_{\text{К1}}$, как это показано на схеме рис. 2.5, являющейся модификацией схемы рис. 2.3. В этой схеме с помощью специальной цепочки RC все напряжение сигнала с нагрузки выходного каскада вводится в коллекторную цепь транзистора VT1 предвыходного каскада последовательно и в фазе с напряжением сигнала на $R_{\text{К1}}$, получаемым за счет переменного коллекторного тока транзистора VT1.

Благодаря этому для получения на выходе предвыходного каскада амплитуды напряжения сигнала $U_{\text{мВЫХ1}} = U_{\text{мБ2}} + U_{\text{мВЫХ}}$ достаточно получить на $R_{\text{К1}}$ напряжение сигнала всего лишь $U_{\text{мБ2}}$, которое меньше $U_{\text{мВЫХ1}}$ в $(1 + U_{\text{мВЫХ1}}/U_{\text{мБ2}})$ раз. Следовательно, и ток сигнала через $R_{\text{К1}}$ $I_{\text{мРК1}} = U_{\text{мБ2}}/R_{\text{К1}}$ будет во столько же раз меньше, чем в схеме рис. 2.3. Это позволяет снизить мощность транзистора VT1.

Можно сказать, что с помощью цепочки RC в схеме рис. 2.5 введена своеобразная положительная обратная связь.



Выходной двухтактный бестрансформаторный каскад по схемам рис. 2.1...2.5 применяют обычно при сравнительно небольшой выходной мощности, что объ-

ясняется определенными трудностями с выбором мощных комплементарных транзисторов с мало отличающимися параметрами и с выбором транзистора VT1 предвыходного каскада, который может потребоваться довольно мощным.

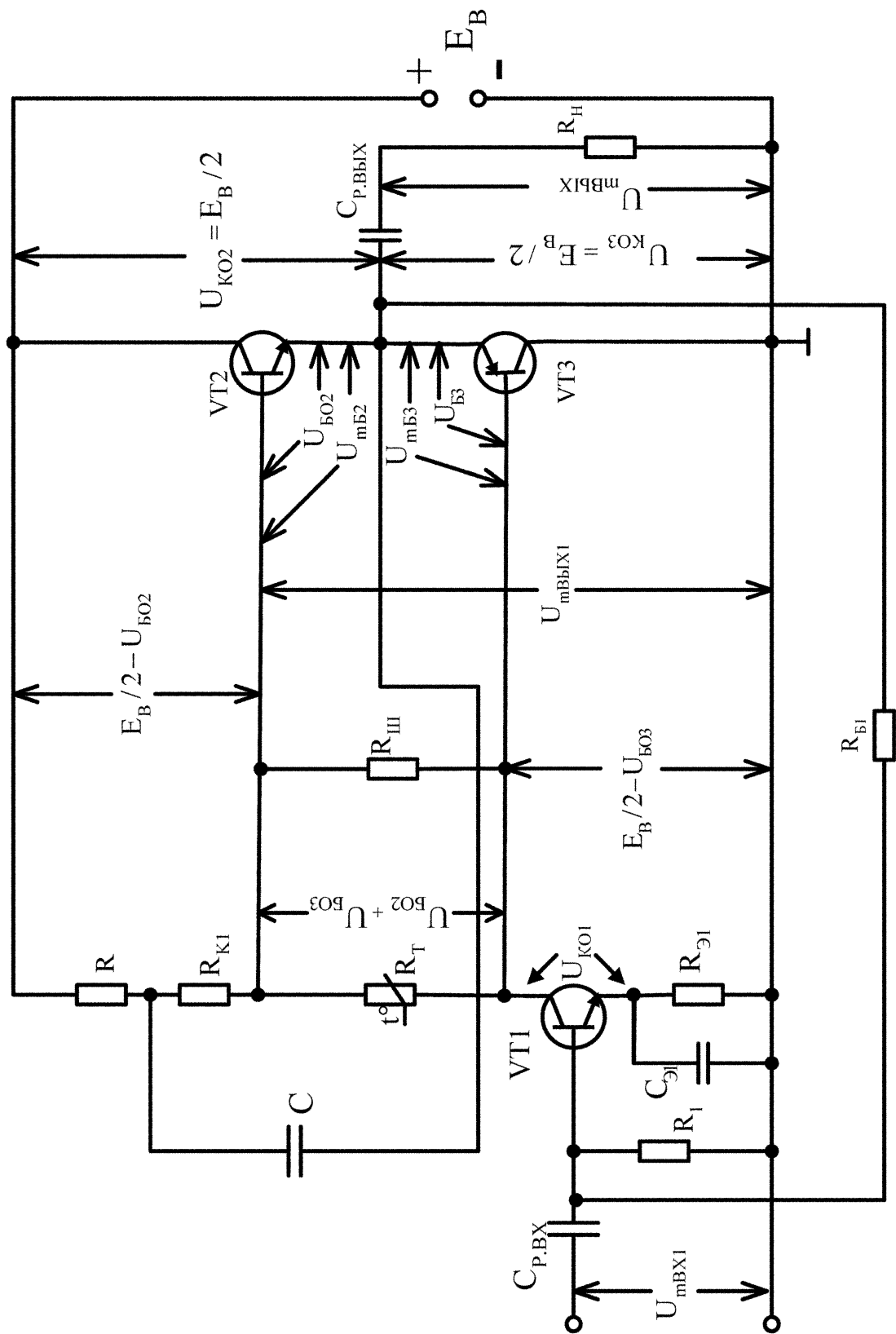


Рисунок 2.5



Для получения больших мощностей приходится усложнять схему выходного двухтактного бестрансформаторного каскада, включая после сравнительно маломощных комплементарных транзисторов выходного каскада мощные транзисторы одинаковой структуры. В этом случае каждое плечо выходного каскада содержит два транзистора, а весь выходной каскад — четыре транзистора. Большое усиление тока и высокое входное сопротивление такого каскада, называемого выходным двухтактным бестрансформаторным каскадом на составных транзисторах, позволяет снизить необходимую для его возбуждения мощность и, как следствие этого, взять менее мощный транзистор в предвыходном каскаде.

В любом из рассмотренных ранее вариантов схем рис. 2.1...2.5 можно образовать выходной двухтактный бестрансформаторный каскад на составных транзисторах. В качестве примера на рис. 2.6 приведена схема усилителя с выходным каскадом на составных транзисторах, образованная на базе схемы рис. 2.3. Здесь выходные транзисторы VT4 и VT5 — одной структуры, а транзисторы сравнительно малой мощности VT2 и VT3 — комплементарные транзисторы. Плечо выходного каскада на транзисторах VT2 и VT4 представляет собой сдвоенный эмиттерный повторитель, а плечо на транзисторах VT3 и VT5 — сдвоенную схему с ОЭ со стопроцентной обратной связью, параллельной по выходу (по напряжению) и последовательной по входу (в эмиттерную цепь VT3 подается все выходное напряжение каскада). Параметры этих плеч соответствуют друг другу, так как сдвоенная схема с общим эмиттером со 100%-ной обратной связью, параллельной по выходу (по напряжению) и последовательной по входу, как и сдвоенный эмиттерный повторитель, характеризуется совпадающими по фазе выходным и входным напряжениями сигнала, малым выходным и высоким входным сопротивлениями и коэффициентом передачи напряжения, близким к единице. Резисторы R_2 и R_3 между базой и эмиттером выходных транзисторов VT4 и VT5 улучшают температурную стабильность их режима. Сопротивления этих резисторов выбирают примерно в 5...10 раз больше значений входного сопротивления переменному току $R_{вх.VT4}$ и $R_{вх.VT5}$ транзисторов VT4 и VT5 при максимальном входном сигнале. Выбор меньших значений сопротивления этих резисторов повышает температурную стабильность режима, но снижает усиление схемы из-за значительного шунтирования ими входных цепей транзисторов VT4 и VT5 по переменному току. Пары последовательно включенных транзисторов VT2, VT3 и VT4, VT5 должны подбираться по величине коэффициента усиления тока $h_{21э}$ и предельной частоте $f_{h21э}$ с разбросом их значений не более примерно 10...20%, так как при больших значениях разброса и значительном использовании коллекторного напряжения могут возникнуть нелинейные искажения, связанные с ограничением по напряжению.

В случае необходимости в рассмотренном варианте на составных транзисторах (рис. 2.6) может быть осуществлена такая же положительная обратная связь с помощью специальной RC-цепочки, которая показана на рис. 2.5.

В заключение рассмотрения схем рис. 2.1...2.6 необходимо отметить следующее.

Структуры применяемых в этих схемах транзисторов при необходимости могут быть изменены на противоположные с одновременным изменением по-

лярности напряжения источника питания. Например, если в предвыходном каскаде вместо транзистора структуры $n-p-n$ (как это показано на рассмотренных схемах) будет использоваться транзистор структуры $p-n-p$, то при этом придется изменить полярность источника питания, и, следовательно, структуры транзисторов VT2, VT3, VT4, VT5: на месте VT2 должен быть транзистор $p-n-p$, на месте VT3 — транзистор $n-p-n$, а на месте VT4 и VT5 — транзисторы $p-n-p$.

Рассмотренные варианты схем выходных и предвыходных каскадов образуют основу многих применяемых на практике схем бестрансформаторных усилителей звуковых частот. Они могут усложняться введением в них различных вспомогательных цепей, улучшающих эксплуатационные показатели усилителей (например, цепей защиты выходных транзисторов от перегрузки при возможных коротких замыканиях нагрузки усилителя, цепей коррекции и т. п.).

В заключение этой главы отметим, что если заданный источник сигнала с ЭДС $E_{\text{ист}}$ и внутренним сопротивлением $R_{\text{ист}}$ не обеспечивает на входе УМЗЧ по схемам рис. 2.1...2.6 требуемые значения напряжения и тока сигнала $U_{\text{мвх1}}$ и $I_{\text{мвх1}}$, необходимые для получения на нагрузке $R_{\text{н}}$ схем требуемых значений выходного напряжения $U_{\text{мвых}}$ и выходной мощности $P_{\text{вых}}$ сигнала, то ко входу схем подключаются либо однотактные предварительные каскады с резисторно-конденсаторной или гальванической связью, либо дифференциальные каскады, либо операционные усилители с коэффициентом усиления, достаточным для получения необходимых $U_{\text{мвх1}}$ и $I_{\text{мвх1}}$. Эти дополнительные каскады располагаются в блоке БРПУ структурной схемы рис. 1.1.

В качестве одного из примеров на рис. 2.7 приведена возможная схема четырехкаскадного бестрансформаторного усилителя звуковых частот с двумя предварительными каскадами на транзисторах VT_{пр1} и VT_{пр2}. Основу этого усилителя образует схема выходного двухтактного бестрансформаторного каскада на составных квазикомплементарных транзисторах VT2...VT3 и VT4...VT5 и предвыходного каскада на транзисторе VT1, которая является некоторой модификацией двухкаскадной схемы УМЗЧ, приведенной на рис. 2.6. Модификация заключается в замене элементов смещения и термостабилизации $R_{\text{т}}$ (с шунтом $R_{\text{ш}}$) на диоды VD1 и VD2, в добавлении специальной цепочки RC для облегчения условий работы предвыходного транзистора VT1 и добавлении сопротивлений ООС в цепях эмиттеров выходных транзисторов $R_{\text{ос4}}$ и $R_{\text{ос5}}$ для симметрирования плеч двухтактного каскада. Принципиально неизменным в этой модификации остается использование двух систем стабилизации режима работы транзисторов выходного каскада — системы термостабилизации постоянных коллекторных токов выходных транзисторов (правда, с отмеченной выше заменой $R_{\text{т}}$ и $R_{\text{ш}}$ на VD1 и VD2) и системы стабилизации одинаковых постоянных коллекторных напряжений $U_{\text{к0}} = \frac{E_{\text{в}}}{2}$ на транзисторах VT2...VT4 и VT3...VT5 с помощью общей гальванической ООС, параллельной по выходу и по входу с помощью $R_{\text{б1}}$ и R_{1} .

Подчеркнем, что использование диодов (одного или нескольких, соединенных последовательно друг с другом) вместо терморезисторов для обеспечения смещения и термостабилизации постоянных коллекторных токов выходных

транзисторов, работающих в режиме «В» (или «АВ»), широко практикуется в усилителях, как в дискретном, так и в интегральном исполнении. Заметим попутно, что при дискретном исполнении диоды крепятся непосредственно на корпусе или радиаторе одного из транзисторов. Механизм термостабилизации с помощью диодов сводится к следующему.

При повышении температуры транзисторов VT2 и VT3, приводящем к нежелательному увеличению их постоянных коллекторных токов i_{k02} и i_{k03} , одновременно повышается и температура диодов VD2 и VD3. ВАХ каждого диода смещается влево примерно на $2,2 \text{ мВ/}^\circ\text{C}$ (рис. 2.8). При этом ток каждого диода $i_{до}$ практически остается постоянным, так как определяется в основном стабилизированным током коллектора i_{k01} предвыходного транзистора VT1, значительно превышающим токи смещения $i_{б02}$ и $i_{б03}$ транзисторов VT2 и VT3. В результате уменьшается падение напряжения на каждом диоде с $U_{дот1}$ до $U_{дот2}$ (рис. 2.8), приводящее к уменьшению токов смещения $i_{б02}$ и $i_{б03}$, что противодействует возрастанию токов i_{k02} и i_{k03} . Так как характер изменения ВАХ диодов и входных ВАХ транзисторов схож, то термостабилизация с помощью диодов получается более эффективной, чем с помощью терморезистора.

В отношении предварительных каскадов схемы рис. 2.7 можно сказать следующее. Первый (входной) предварительный каскад усилителя выполнен по схеме с ОЭ на транзисторе VT_{пр.1} в режиме «А». Смещение на базу VT_{пр.1} подается с помощью делителя $R_{б.пр.1}$ и $R_{пр.1}$. Резистор $R_{э.пр.1}$ является элементом местной ООС и эмиттерной стабилизации постоянного коллекторного тока VT_{пр.1}. Усиленный первым предварительным каскадом сигнал поступает на второй предварительный каскад, выполненный по схеме с ОК (т. е. по схеме эмиттерного повторителя) на транзисторе VT_{пр.2} в режиме «А». Резисторы $R_{пр.2}$ и $R_{б.пр.2}$ образуют делитель смещения для транзистора VT_{пр.2}. Резистор $R_{э.пр.2}$ входит в эмиттерную нагрузку и одновременно обеспечивает стабилизацию постоянного коллекторного тока VT_{пр.2}. Необходимость в эмиттерном повторителе обусловлена очень малым входным сопротивлением предвыходного каскада на VT1 из-за параллельной по входу общей ООС, охватывающей предвыходной и выходной каскады. Благодаря ЭП на VT_{пр.2}, имеющему большое входное сопротивление, первый каскад обеспечивает большое усиление сигнала, чего не было бы, если бы первый каскад работал на малое входное сопротивление предвыходного каскада на VT1. В цепь питания первых двух каскадов включен фильтр $R_{ф}C_{ф}$, обеспечивающий ослабление междукаскадной паразитной обратной связи через общий источник питания и дополнительное сглаживание пульсаций питающего напряжения выпрямителя $E_{в}$.

В схеме рис. 2.7 кроме общей параллельной по напряжению ООС через $R_{б1}$ и R_1 , охватывающей выходной и предвыходной каскады УМЗЧ по постоянному и переменному напряжению, может быть реализована и общая последовательная по входу, и параллельная по выходу ООС через $R_{оос}$ и $R_{э.пр.1}$ (см. пунктир), охватывающая все каскады и уменьшающая нелинейные и линейные искажения, собственные помехи, нестабильность усиления и выходное сопротивление и увеличивающая входное сопротивление усилителя. Несмотря на охват этой общей ООС более трех каскадов, схема работает устойчиво.

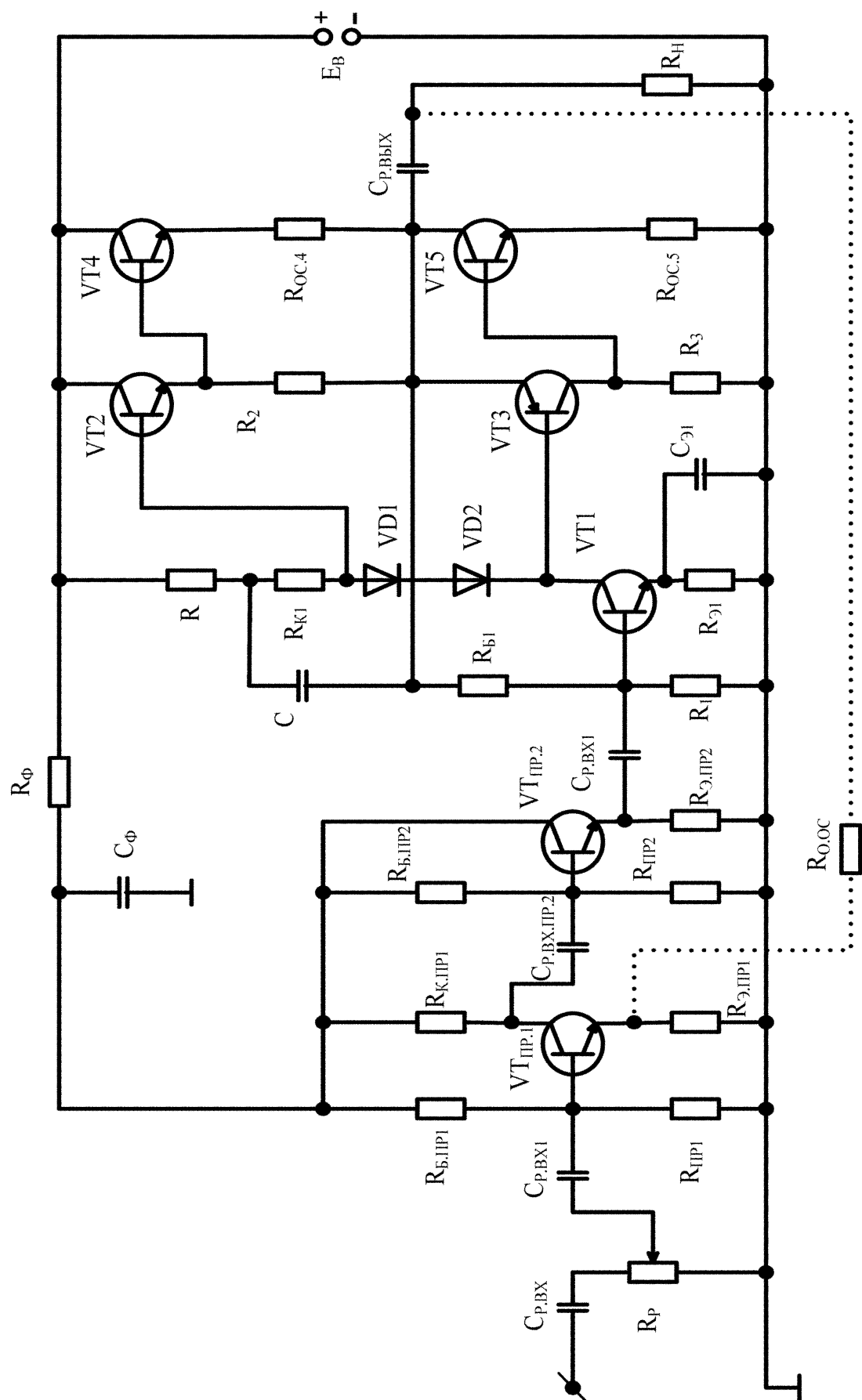


Рисунок 2.7

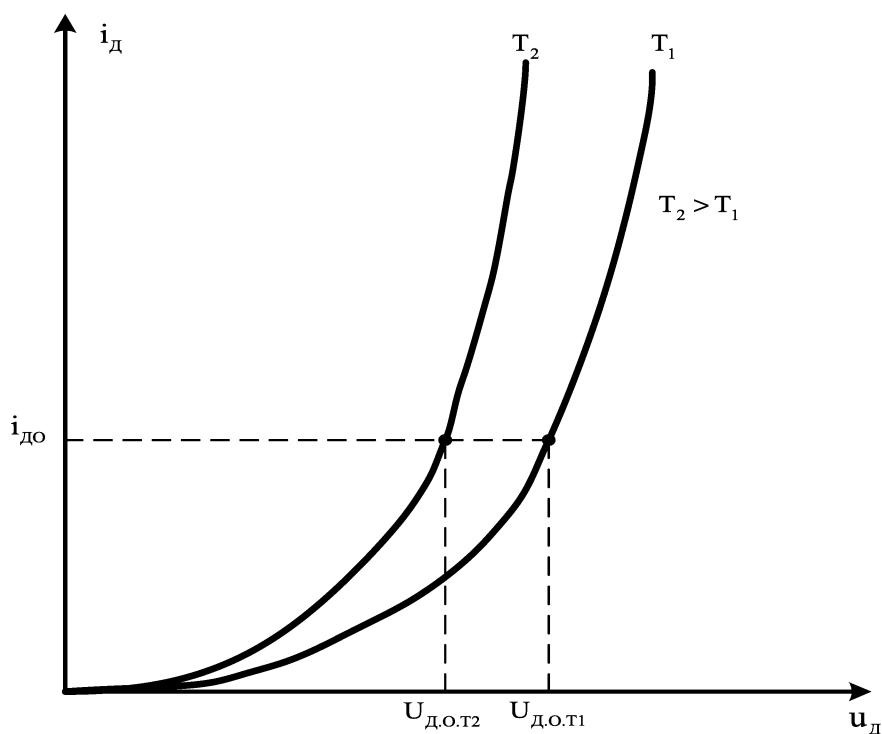


Рисунок 2.8

Это объясняется тем, что фазовые сдвиги на верхних и нижних частотах всех входящих в петлю этой общей ООС каскадов сравнительно невелики из-за имеющихся в них местных ООС.

И, наконец, отметим, что на входе схемы рис. 2.7 имеется регулятор усиления R_p потенциометрического типа.

При расчете рассмотренных выше схем заданными величинами обычно служат: мощность на выходе $P_{\text{вых}}$, сопротивление нагрузки R_n , граничные частоты рабочей полосы частот f_n и f_v , допустимые значения коэффициентов частотных искажений на краях рабочей полосы частот $M_{н.зад}$ и $M_{в.зад}$, диапазон рабочих температур окружающей среды $T_{ср.мин}$ и $T_{ср.макс}$, допустимое значение коэффициента гармоник $K_{г.зад}$, коэффициент сброса нагрузки H , характеризующий нестабильность напряжения сигнала на выходе усилителя, ЭДС источника сигнала $E_{ист}$, сопротивление источника сигнала $R_{ист}$.

Выбор подходящей схемы производится в соответствии с изложенными выше рекомендациями с учетом требуемой выходной мощности.

В гл. 3 приводится приблизительная последовательность расчета бестрансформаторных усилителей с двухкаскадным УМЗЧ на примере схем с простым выходным двухтактным бестрансформаторным каскадом на комплементарных транзисторах (рис. 2.3...2.5) и со сложным выходным двухтактным бестрансформаторным каскадом на составных транзисторах (рис. 2.6, 2.7) при работе их в режиме «В».

ГЛАВА 3

РАСЧЕТ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ С ДВУХКАСКАДНЫМ УМЗЧ

3.1. Расчет двухкаскадных УМЗЧ

3.1.1. Расчет простого выходного двухтактного бестрансформаторного каскада на комплементарных транзисторах в режиме «В»

Расчет выходного двухтактного бестрансформаторного каскада на комплементарных транзисторах в режиме «В» по основополагающей схеме с одним источником питания (рис. 2.3) ведут для одного плеча, например, верхнего, образующего эмиттерный повторитель, и полученные при этом результаты используют для второго плеча. Это допустимо, если параметры транзисторов верхнего и нижнего плеч выходного бестрансформаторного каскада отличаются не более чем на 10...20%.

Расчет начинают с выбора выходных транзисторов. Для этого сначала определяют ряд электрических величин.

Находят мощность, которую должны отдать транзисторы выходного каскада с учетом потерь в цепях отрицательной обратной связи:

$$P_{\sim y\bar{z}} \geq 1,1P_{\sim \text{вых}}.$$

Определяют амплитудное значение переменного коллекторного напряжения транзистора VT2 (амплитудное значение напряжения сигнала между коллектором и эмиттером VT2):

$$U_{m\kappa 2} = \sqrt{2P_{\sim 2 y\bar{z}} \cdot R_n}. \quad (3.1)$$

Вычисляют постоянное коллекторное напряжение в точке покоя транзистора VT2:

$$U_{\kappa 02} = U_{m\kappa 2} + u_{\kappa.\text{мин}2}, \quad (3.2)$$

где $u_{\kappa.\text{мин}2}$ — минимальное коллекторное напряжение, отсекающее нелинейную часть выходных характеристик транзистора, равное примерно 1,2...1,3 $U_{\text{нас}}$, что составляет примерно не более 1...2 В.

Определяют напряжение источника питания транзисторов:

$$E_B \geq 2U_{\kappa 02} \quad (3.3)$$

и выбирают ближайший в сторону увеличения стандартный номинал по нижеприведенной таблице:

E_B (В)	6	9	12	18	24	36	48	60
-----------	---	---	----	----	----	----	----	----

Здесь следует подчеркнуть, что, как отмечалось в гл. 2, запас по E_B требуется не для выходного каскада, а для питающегося от этого же источника питания предвыходного каскада, чтобы получить в нем $U_{m\text{вых}1} > U_{m\text{вых}}$ и выбрать

достаточную с точки зрения эмиттерной стабилизации величину эмиттерного сопротивления $R_{Э1}$, на котором будет теряться часть E_B . При этом надо сознавать, что в выходном каскаде увеличение E_B приведет к некоторому снижению коэффициента использования коллекторного напряжения $\zeta_{ВЫХ} = U_{мВЫХ} / U_{К02(3)}$ и коэффициента полезного действия выходной цепи $\eta_{ВЫХ.Ц} = P_{~ВЫХ} / P_{02-3}$, с чем приходится мириться.

Вычисляют амплитуду переменного коллекторного тока транзистора VT2:

$$I_{mK2} = U_{mK2} / R_H \approx i_{K.МАКС2}. \tag{3.4}$$

Определяют максимальную мощность рассеяния на коллекторе транзистора VT2:

$$P_{K.МАКС2} \approx 0,202 P_{~2УЭ}. \tag{3.5}$$

Выбирают транзисторы VT2 и VT3 по следующим параметрам:

- а) по $U_{К.ДОП} \geq 1,2 (2U_{К02}) \approx 1,2 E_B$;
- б) по $I_{К.ДОП} \geq (1,2...1,3) i_{K.МАКС2}$;
- в) по $P_{К.ДОП.Тсмакс} \geq P_{K.МАКС2}$;
- г) по значению предельной частоты $f_{h21э} \geq (2...4) f_B$.

Если условие г) окажется трудновыполнимым, поскольку мощные транзисторы обладают более плохими частотными свойствами, то значение предельной частоты находят по выражению

$$f_{h21э} \geq \frac{f_B}{\sqrt{M_{BVT2}^2 - 1}}, \tag{3.7}$$

где коэффициент частотных искажений M_{VT2} (в раз), вносимых транзистором VT2 (или VT3) можно принять почти равным (или больше) $M_{В.ЗАД}$ (в раз), допускаемым техзаданием на весь усилитель, что допустимо, так как благодаря наличию в плечах выходного каскада местной отрицательной обратной связи по напряжению частотные искажения плечей каскадов будут невелики.

При обеспечении условия в) следует помнить, что приводимая в справочниках допустимая мощность рассеяния на коллекторе $P_{K.МАКС}$ справедлива только для определенных значений положительной температуры: для мало-мощных транзисторов — до 40...50°C, а для мощных — до 25...30°C. С ростом температуры эта мощность уменьшается и при заданной температуре $T_{C.МАКС}$ определяется по формулам:

$$P_{K.ДОП.Тс.макс} = \frac{T_{П.МАКС} - T_{C.МАКС}}{R_{ПС}} \text{ (для транзисторов без радиаторов)}, \tag{3.8}$$

$$P_{K.ДОП.Тс.макс} = \frac{T_{П.МАКС} - T_{C.МАКС}}{R_{ПС} + R_{КС}} \text{ (для транзисторов с радиаторами)},$$

где $T_{П.МАКС}$ — максимальная допустимая температура перехода (приводится в справочнике);

$R_{ПС}$ — тепловое сопротивление переход-среда (приводится в справочнике);

$R_{ПК}$ — тепловое сопротивление переход-корпус (приводится в справочнике);

$R_{КС}$ — тепловое сопротивление корпус-среда, зависящее от эффективности отвода тепла от корпуса транзисторов; для мощных транзисторов при $T_{С.МАКС} < 50^{\circ}\text{C}$ $R_{КС}$ не должно превышать $1...2^{\circ}\text{C/Вт}$, поэтому для ориентировочного расчета $R_{К.ДОП.Тс.макс}$ обычно задаются средним значением $R_{КС} = 1,5^{\circ}\text{C/Вт}$.

Транзистор должен использоваться с радиатором в том случае, если мощность рассеяния на коллекторе в выбранном режиме $P_{К.МАКС2}$ превышает допустимую мощность рассеяния $P_{К.ДОП.Тс.макс}$ транзистора без радиатора, т. е. вычисленную по формуле (3.8), или, иначе говоря, $T_{П.МАКС} = T_{С.МАКС} + P_{К.МАКС2} R_{ПС}$ превышает приводимую в справочнике максимально допустимую температуру перехода $T_{П.МАКС}$ данного транзистора. Необходимую площадь поверхности радиатора можно рассчитать по формуле

$$S(\text{см}^2) = \frac{1400 \cdot P_{К.МАКС2}}{T_{П.МАКС} - T_{С.МАКС} - P_{К.МАКС2} \cdot R_{ПК}},$$

получаемой из формулы (3.8) для $P_{К.ДОП.Тс.макс}$ с радиатором, где принимается $P_{К.ДОП.Тс.макс} = P_{К.МАКС}$, а $R_{КС} = 1400 / S (\text{см}^2)$.

Выбрав транзисторы, на семействе выходных статических характеристик (рис. 3.1) строят нагрузочную прямую по переменному току для сопротивления плеча $R_{\sim П} = R_{Н}$, проводя ее через точки с координатами:

$$u_{К02} = 0,5 E_{В}; \quad i_{К2} = 0; \quad \text{и} \quad i_{К.МАКС2}; \quad u_{К2} = U_{К02} - U_{мК2}.$$

Следует отметить, что на рис. 3.1 приведено построение для максимального значения коэффициента использования коллекторного напряжения $\zeta_{МАКС} = U_{мК2} / U_{К02}$, при котором $u_{К2} = u_{К.МИН2}$.

Отмечают координаты точки покоя $U_{К02} = 0,5 E_{В}$; $i_{К02}$ (рис. 3.1). Значение тока покоя $i_{К02}$ выбирают по следующим соображениям. Для повышения экономичности режима «В» ток покоя выбирается возможно меньшим, однако снижение $i_{К02}$ ограничивается появлением нелинейных искажений типа «ступеньки» при малых сигналах. Поэтому обычно

$$i_{К02} \approx (0,01...0,05) i_{К.МАКС}. \quad (3.9)$$

Определяют среднее значение тока и мощность, потребляемые от источника питания коллекторными цепями транзисторов VT2 и VT3 при номинальной выходной мощности:

$$i_{К.СР2-3} \approx i_{К.МАКС} / \pi, \quad (3.10)$$

$$P_{02-3} \approx E_{В} \cdot i_{К.СР2-3}. \quad (3.11)$$

Из рис. 3.1 находят ток покоя базы $i_{Б02}$, максимальный ток базы $i_{Б.МАКС2}$, а также наибольшую амплитуду переменного тока базы транзистора VT2:

$$I_{мБ2} = I_{Б.МАКС2} - i_{Б02} = i \quad (3.12)$$

При отсутствии характеристик эти токи можно найти из выражений

$$i_{BO2} = i_{KO2} / h_{21Э.МИН}; \quad (3.13)$$

$$i_{Б.МАКС2} = i_{К.МАКС} / h_{21Э.МИН}; \quad (3.14)$$

$$I_{мБ2} = I_{мК2} / h_{21Э.МИН}, \quad (3.15)$$

где минимальное значение коэффициента усиления $h_{21Э.МИН}$ используется с целью учета разброса параметров транзисторов.

Далее строят входную динамическую характеристику транзистора VT2 по переменному току. При этом имеют в виду, что для большинства транзисторов входные характеристики почти не зависят от напряжения u_K , и поэтому кривые тока базы $i_B = f(u_B)$ для всех рабочих напряжений практически сливаются в одну, которая приводится в справочнике для $u_K = |5|$ В. Следовательно, входная динамическая характеристика практически совпадает со статической при $u_K = |5|$ В. На этой характеристике отмечают токи базы i_{BO2} и $i_{Б.МАКС2}$ и находят значения U_{BO2} и $U_{Б.МАКС2}$ (рис. 3.2). Амплитуда переменного напряжения на входе транзистора VT2 (между базой и эмиттером) будет:

$$U_{мБ2} = u_{Б.МАКС2} - U_{BO2}. \quad (3.16)$$

Определяют входное сопротивление переменному току транзистора VT2 (между электродами база-эмиттер):

$$R_{ВХ.VT2} = U_{мБ2} / I_{мБ2}. \quad (3.17)$$

Определяют амплитуду напряжения возбуждения для верхнего и нижнего плеч выходного каскада:

$$U_{мВХ2} = U_{мБ2} + U_{мВЫХ}. \quad (3.18)$$

Находят входное сопротивление каждого из плеч выходного каскада:

$$R_{ВХ2} = U_{мВХ2} / I_{мБ2}. \quad (3.19)$$

Мощность, требуемая для возбуждения выходного каскада:

$$P_{ВХ2-3} = 0,5 U_{мВХ} I_{мБ2}. \quad (3.20)$$

Коэффициент усиления мощности и напряжения выходного каскада:

$$K_{М.ВЫХ} = P_{~ВЫХ} / P_{ВХ2-3}; \quad (3.21)$$

$$K_{ВЫХ} = U_{мВЫХ} / U_{мВХ2} < 1. \quad (3.22)$$

Исходя из требуемого значения суммарного напряжения смещения транзисторов VT2 и VT3 $U_{BO2-3} = U_{BO2} + U_{BO3}$, которое, как отмечалось в гл. 2, получается с помощью терморезистора R_T и резистора $R_{Ш}$, включенных в коллекторную цепь транзистора VT1 предвыходного каскада и подключенных параллельно к входам транзисторов VT2 и VT3, рассчитывается результирующее сопротивление $R_{ТШ} = R_T R_{Ш} / (R_T + R_{Ш})$ по выражению

$$U_{BO2-3} = U_{BO2} + U_{BO3} = R_{ТШ} \cdot i_{ОРТШ} = R_{ТШ} (i_{KO1} - i_{BO2}), \quad (3.23)$$

где i_{KO1} — постоянный коллекторный ток транзистора VT1 предвыходного каскада, а $i_{ОРТШ}$ — часть коллекторного тока i_{KO1} , ответвляющаяся в параллельно соединенные R_T и $R_{Ш}$.

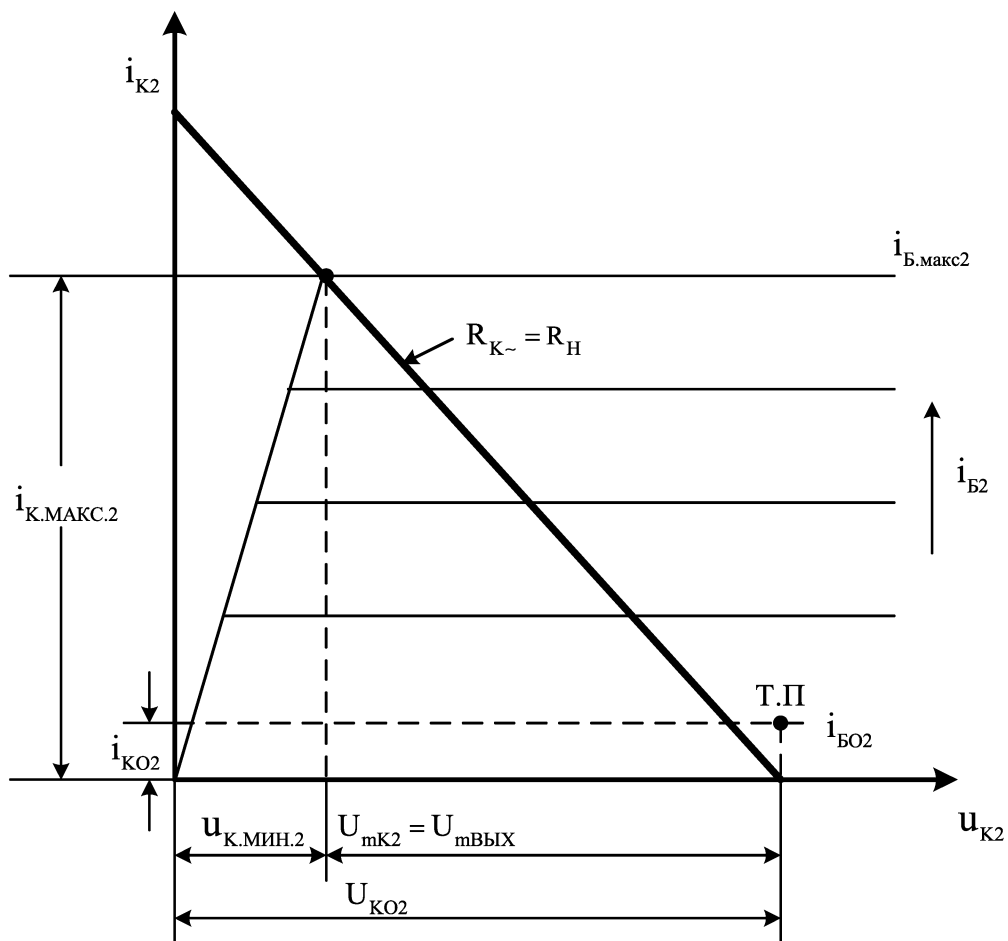


Рисунок 3.1

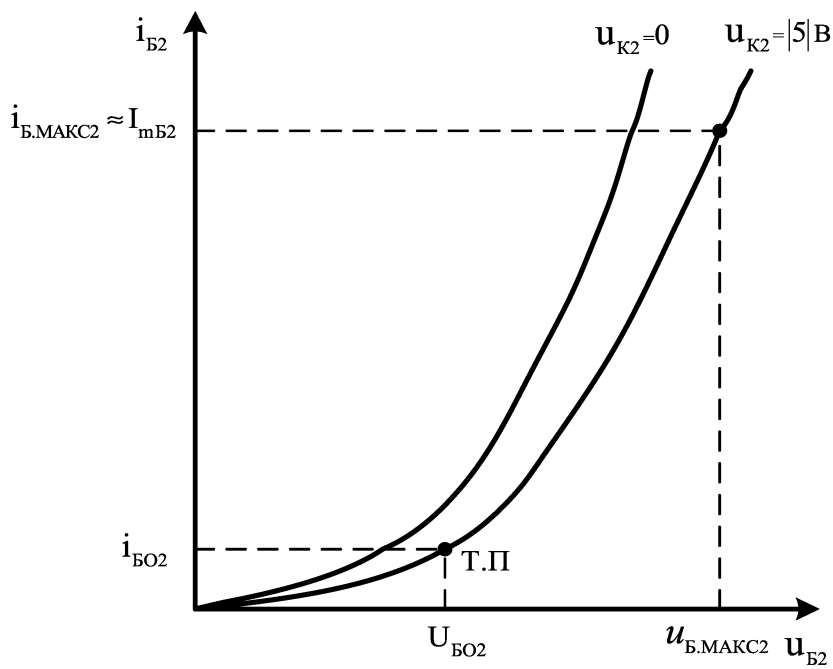


Рисунок 3.2

Расчет $R_{ТШ}$ может быть выполнен только после расчета предвыходного каскада, когда будет определено значение тока i_{K01} (см. параграф 3.1.4).

В заключение этого параграфа следует отметить, что результаты расчета цепей базы выходных транзисторов VT2 и VT3 являются исходными данными для расчета предвыходного однотактного каскада на транзисторе VT1 в режиме «А».

3.1.2. Расчет сложного выходного двухтактного бестрансформаторного каскада на составных транзисторах в режиме «В»

Расчет сложного выходного двухтактного бестрансформаторного каскада на составных транзисторах в режиме «В» с одним источником питания по схеме рис. 2.6 производится в следующей последовательности: сначала рассчитываются плечи схемы на мощных выходных транзисторах одинаковой структуры VT4 и VT5, затем плечи на комплементарных транзисторах VT2 и VT3. Расчет ведут для плеча VT2 и VT4, образующего составной эмиттерный повторитель, и полученные при этом результаты используют для другого плеча.

Выбор мощных выходных транзисторов VT4 и VT5 и расчет плечей схемы на них производят в порядке и объеме, изложенном в предыдущем разделе по формулам (3.1)...(3.17), в которых индексы «2» при символах заменяют на индексы «4».

Результаты расчета цепи базы выходных транзисторов VT4 и VT5 — ток покоя i_{B04} и амплитуда переменного тока I_{mB4} базы, напряжение смещения U_{B04} и амплитуда переменного напряжения между базой и эмиттером U_{mB4} , а также входное сопротивление транзистора $R_{BX.VT4}$ используют для выбора и расчета режима комплементарных транзисторов VT2 и VT3, также работающих в режиме «В». Полагая, что параметры комплементарных транзисторов VT2 и VT3 будут отличаться не более, чем на 10...20%, что допустимо, так как в усилителе эти транзисторы включены по схеме эмиттерного повторителя и входят в петлю общей отрицательной обратной связи, соответствующие расчеты выполняют для одного плеча (на транзисторе VT2) и полученные результаты используют для другого плеча.

Эти расчеты сводятся к следующему.

Рассчитываются сопротивления резисторов R_2 и R_3 :

$$R_2 = R_3 = (5...10)R_{BX.VT4}$$

и выбирают стандартный номинал.

Определяют эквивалентное входное сопротивление переменному току транзистора VT4 с учетом шунтирующего действия резистора R_2 :

$$R_{BX4} = R_{BX.VT4} R_2 / (R_{BX.VT4} + R_2). \tag{3.24}$$

Находят амплитуду переменного тока I_{mK2} и значение тока покоя i_{K02} , которые должен обеспечить транзистор VT2:

$$I_{mK2} = U_{mB4} / R_{BX4} = I_{mB4} + U_{mB4} / R_2; \tag{3.25}$$

$$I_{K02} = i_{B04} + U_{B04} / R_2. \quad (3.26)$$

Амплитуда выходного напряжения транзистора VT2

$$U_{mBIX2} = U_{mB4} + U_{mBIX}. \quad (3.27)$$

Значение коллекторного напряжения в точке покоя транзистора VT2

$$U_{K02} = 0,5E_B - U_{B04}. \quad (3.28)$$

Находят максимальное значение тока коллектора и минимальное значение напряжения между коллектором и эмиттером транзистора VT2 при номинальной выходной мощности:

$$i_{K.МАКС2} = i_{K02} + i_{mK2}; \quad (3.29)$$

$$u_{K.МИН2} = U_{K02} - U_{m.ВЫХ2}. \quad (3.30)$$

По найденному из (3.29) значению $i_{K.МАКС2}$ и формулам (3.10) и (3.11) определяется среднее значение тока и мощность, потребляемые от источника питания коллекторными цепями транзисторов VT2 и VT3.

Находят максимальную мощность рассеяния на коллекторе транзистора VT2 (или VT3)

$$P_{K.МАКС2} = 0,202P_{\sim BIX2-3} = 0,202 \frac{U_{m.ВЫХ.2} \cdot I_{m.K2}}{2}. \quad (3.31)$$

По параметрам $U_{K.ДОП}$, $I_{K.ДОП}$, $P_{K.ДОП.Тс.МАКС}$ и $f_{h21Э}$, вычисляемым по выражениям (3.6)...(3.8) с учетом найденных из (3.29) и (3.31) значений $i_{K.МАКС2}$ и $P_{K.МАКС2}$ выбирают комплементарные транзисторы VT2 и VT3. Параметры выбранных транзисторов не должны отличаться друг от друга более 10...20%. Следует отметить, что при вычислении предельной частоты $f_{h21Э}$ транзисторов VT2 и VT3 сложного выходного каскада по выражению (3.7) задаются значением коэффициента частотных искажений $M_{B.VT2} = 0,5...1$ дБ, которое в формулу (3.7) подставляется в относительных единицах.

На семействе выходных статических характеристик выбранного транзистора VT2 строят нагрузочную характеристику через точку с координатами $u_{K.МИН2}$, $i_{K.МАКС2}$ и через проекцию точки покоя U_{K02} , i_{K02} на ось u_{K2} (см. рис. 3.1). Из рис. 3.1 находят ток покоя базы i_{B02} , максимальный ток базы $i_{B.МАКС2}$ и амплитуду переменного тока базы $I_{mB2} = i_{B.МАКС2} - i_{B02} \approx i_{B.МАКС2}$. В случае необходимости эти токи могут быть найдены с помощью выражений (3.13)...(3.15).

Далее, аналогично, как это было выполнено для выходного транзистора (см. рис. 3.2) строят входную динамическую характеристику транзистора VT2 и определяют U_{B02} , $u_{B.МАКС2}$, $U_{mB2} = u_{B.МАКС2} - U_{B02}$ и входное сопротивление транзистора:

$$R_{BX.VT2} = U_{mB2} / I_{mB2}.$$

Определяют амплитуду напряжения возбуждения для верхнего и нижнего плеч сложного выходного каскада:

$$U_{mBX2} = U_{mB2} + U_{mB4} + U_{mBIX}, \quad (3.32)$$

$$U_{mBX3} = U_{mB3} + U_{mB5} + U_{mBIX}. \quad (3.33)$$

Однотактный предвыходной каскад рассчитывается на получение $U_{mBX2} = U_{mBX3}$. Некоторое различие фактических входных напряжений верхнего и нижнего плеч при одинаковом напряжении возбуждения от однотактного предвыходного каскада, вызываемое влиянием R_{TII} , приводит к некоторой асимметрии тока в нагрузке и, как следствие, к некоторому возрастанию нелинейных искажений, которые снижаются до минимального значения благодаря наличию общей отрицательной обратной связи с выхода усилителя на вход транзистора VT1.

Входное сопротивление переменному току верхнего (VT2 и VT4) и нижнего (VT3 и VT5) плеч сложного выходного каскада:

$$R_{BX2} = U_{mBX2} / I_{mB2}; \quad (3.34)$$

$$R_{BX3} = U_{mBX3} / I_{mB3}. \quad (3.35)$$

Мощность P_{BX2-3} , необходимая для возбуждения сложного выходного каскада, и его коэффициенты усиления мощности и напряжения $K_{M,вых}$ и $K_{вых}$ определяются выражениями, аналогичными (3.20)...(3.22).

Суммарное напряжение смещения транзисторов VT2, VT3, VT4 выходного каскада

$$U_{B02-3} = U_{B02} + U_{B03} + U_{B04} \quad (3.36)$$

обеспечивается параллельно включенными терморезистором R_T и резистором R_{III} (или диодами VD1 и VD2), как показано на рис. 2.6.

По полученному в (3.36) значению U_{B02-3} рассчитывается требуемое значение R_{TII} согласно выражению

$$U_{B02-3} = U_{B02} + U_{B03} + U_{B04} = R_{TII} \cdot i_{0R_{TII}} = R_{TII} (i_{K01} - i_{B02}). \quad (3.37)$$

Этот расчет выполняется после расчета предвыходного каскада (см. параграф 3.1.4).

3.1.3. Расчет предвыходного однотактного каскада в режиме «А» с резисторной связью с выходным каскадом

Исходными данными для расчета предвыходного однотактного каскада на транзисторе VT1 в режиме «А» с резисторной связью с выходным каскадом являются результаты расчета цепей базы транзисторов выходного каскада и изложенные ранее особенности построения бестрансформаторных схем.

При выборе транзистора VT1 предвыходного каскада руководствуются следующим.

Транзистор предвыходного каскада должен обеспечить на входе выходного каскада напряжение сигнала U_{mBX2} , определяемое выражением (3.18) для схемы рис. 2.3 или (3.32) для схемы рис. 2.6., т. е., как отмечалось в гл. 2, обес-

печить на своем выходе напряжение сигнала $U_{мВЫХ1} = U_{мК1} = U_{мВХ2}$, близкое к напряжению питания $0,5 E_B$ каждого плеча. Поэтому от транзистора предвыходного каскада требуется предельное использование напряжения питания коллектора.

Постоянное коллекторное напряжение U_{K01} транзистора VT1, работающего в режиме «А», для схем рис. 2.3 и 2.6 будет

$$U_{K01} = 0,5E_B - U_{Б0VT3} - U_{0RЭ1}, \tag{3.38}$$

где $U_{0RЭ1}$ — падение напряжения на $R_{Э1}$ за счет протекания через него постоянного коллекторного и базового токов i_{K01} и $i_{Б01}$ транзистора VT1.

При этом величина U_{K01} (см. рис. 3.3) должна удовлетворять условию

$$U_{K01} = U_{мК1} + u_{КМИН1} \geq U_{мВХ2} + u_{КМИН1}. \tag{3.39}$$

Условие (3.39) может быть выполнено для транзистора VT1 с малым напряжением насыщения (менее примерно $0,5...1$ В) и малым изменением коэффициента усиления тока K_T от изменений коллекторного тока, а также при значении падения напряжения $U_{0RЭ1}$ на эмиттерном сопротивлении этого транзистора порядка $0,5...2$ В.

В случае затруднений в выполнении условий (3.38) и (3.39) можно несколько увеличить E_B (с соответствующей корректировкой расчета выходных каскадов). Именно с этой целью в начале параграфов 3.1.1 и 3.1.2 при выборе E_B в процессе расчета выходных каскадов рекомендовалось выбирать E_B с некоторым запасом (хотя это и снижает несколько $\zeta_{ВЫХ}$ и КПД выходных каскадов).

Определяют сопротивление резистора R_{K1} в коллекторной цепи VT1:

а) для схемы рис. 2.3:

$$R_{K1} = \frac{0,5E_B - U_{Б02} - U_{м.ВХ2}}{I_{мБ2} + i_{К.МИН1}}; \tag{3.40}$$

б) для схемы рис. 2.6:

$$R_{K1} = \frac{0,5E_B - U_{Б02} - U_{Б04} - U_{м.ВХ2}}{I_{мБ2} + i_{К.МИН1}}, \tag{3.41}$$

где $i_{К.МИН1}$ — минимально допустимое с точки зрения обеспечения линейного режима работы значение тока коллектора, принимаемое равным

$$i_{К.МИН1} \approx (0,05...0,1)I_{мБ2} \geq (0,5...1)мА. \tag{3.42}$$

Находят постоянный ток коллектора транзистора VT1:

а) для схемы рис. 2.3:

$$i_{K01} = \frac{0,5E_B - U_{Б02}}{R_{K1}}; \tag{3.43}$$

б) для схемы рис. 2.6:

$$i_{K01} = \frac{0,5E_B - U_{Б02} - U_{Б04}}{R_{K1}}. \tag{3.44}$$

Определяют мощность рассеяния на коллекторе транзистора VT1:

$$P_{K.МАКС1} = U_{K01} i_{K01} \leq P_{K.ДОП.Тс.макс}, \quad (3.45)$$

где $P_{K.ДОП.Тс.макс}$ определяется с учетом температуры окружающей среды по формулам (3.8).

Находят амплитуду тока сигнала через R_{K1} :

$$I_{mRk} = U_{mBX2} / R_{K1}. \quad (3.46)$$

Определяют суммарную переменную составляющую коллекторного тока транзистора VT1:

$$I_{mK1} = I_{mB2} + I_{mRk1}. \quad (3.47)$$

Находят максимальное значение тока коллектора транзистора VT1:

$$I_{K.МАКС1} = i_{K01} + I_{mK1}. \quad (3.48)$$

С учетом полученных значений электрических величин выбирают транзистор VT1 с малым напряжением насыщения по следующим параметрам:

$$\begin{aligned} P_{K.ДОП.Тс.макс} &\geq P_{K.МАКС1}; \\ U_{K.ДОП} &\geq 1,2(2 \cdot U_{K01}) \approx 1,2 \cdot E_B; \\ I_{K.ДОП} &\geq 1,4 \cdot I_{K.МАКС1}; \\ f_{h21Э} &\geq (2...4) \cdot f_B; \\ (\text{или } f_{h21Э} &\geq \frac{f_B}{\sqrt{M_{B.VT1}^2 - 1}}). \end{aligned} \quad (3.49)$$

Далее находят сопротивление коллекторной нагрузки транзистора VT1 по переменному току:

$$R_{K\sim 1} = R_{K1} \cdot R_{BX2} / (R_{K1} + R_{BX2}) \quad (3.50)$$

и для этого сопротивления строят нагрузочную прямую по переменному току на семействе выходных статических характеристик транзистора VT1. Она будет проходить через точки с координатами $U_{K.01}$, i_{K01} и $u_{K.МИН1}$, $I_{K.МАКС1}$ (см. рис. 3.3). При этом должно выполняться условие (3.39).

Из построения (рис. 3.3) определяются токи i_{B01} , $i_{B.МАКС1}$, $i_{B.МИН1}$, а также $\Gamma_{mB1} = i_{B01} - i_{B.МИН1}$ и $\Gamma''_{mB1} = i_{B.МАКС1} - i_{B.01}$.

При отсутствии выходных характеристик эти токи могут быть найдены из соотношений:

$$\begin{aligned} i_{B01} &= i_{K01} / h_{21Э.МИН1}; \\ i_{B.МАКС1} &= i_{K.МАКС1} / h_{21Э.МИН1}; \\ i_{B.МИН1} &= i_{K.МИН1} / h_{21Э.МИН1}; \\ \Gamma_{mB1} &= i_{B01} - i_{B.МИН1}; \\ \Gamma''_{mB1} &= i_{B.МАКС1} - i_{B.01}. \end{aligned} \quad (3.51)$$

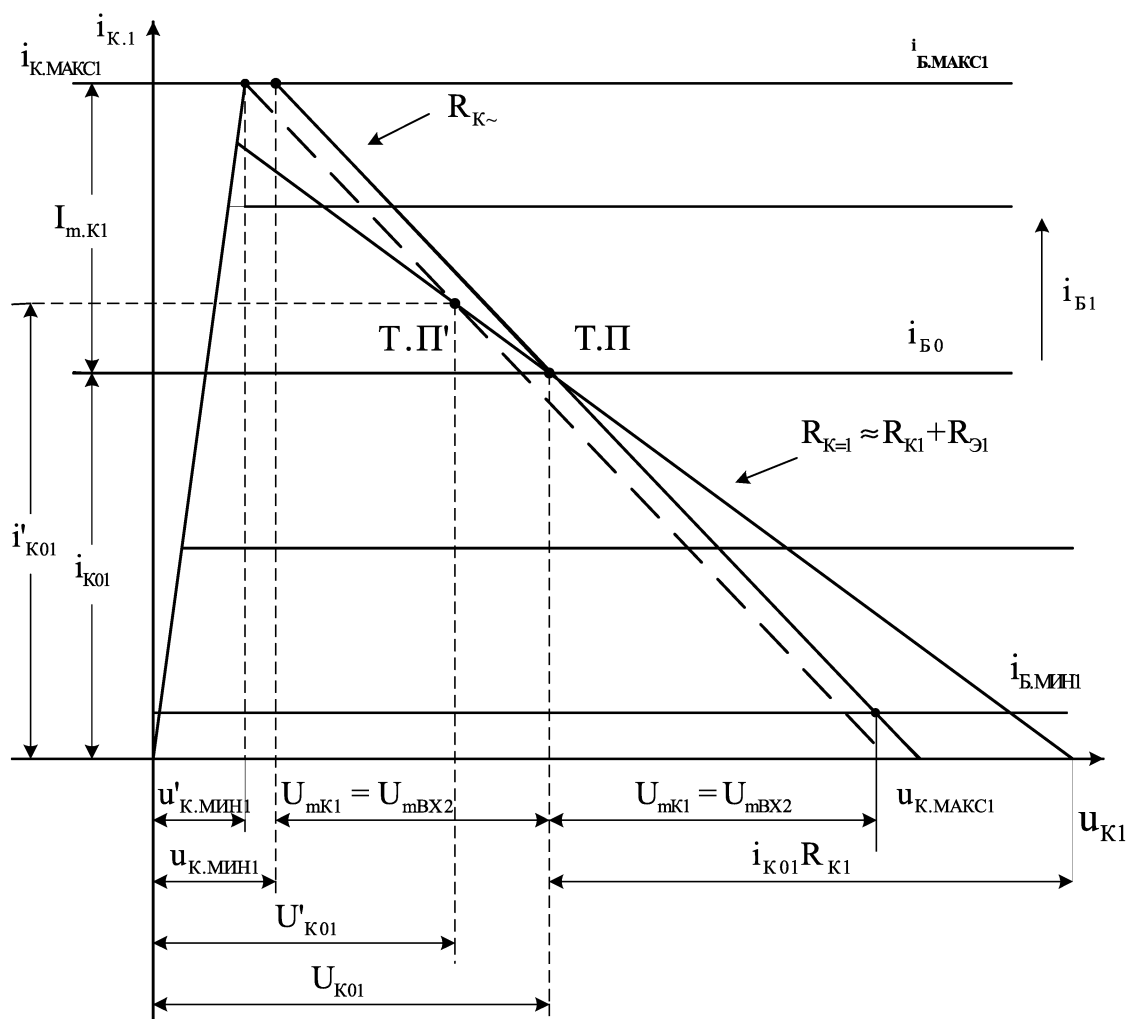


Рисунок 3.3

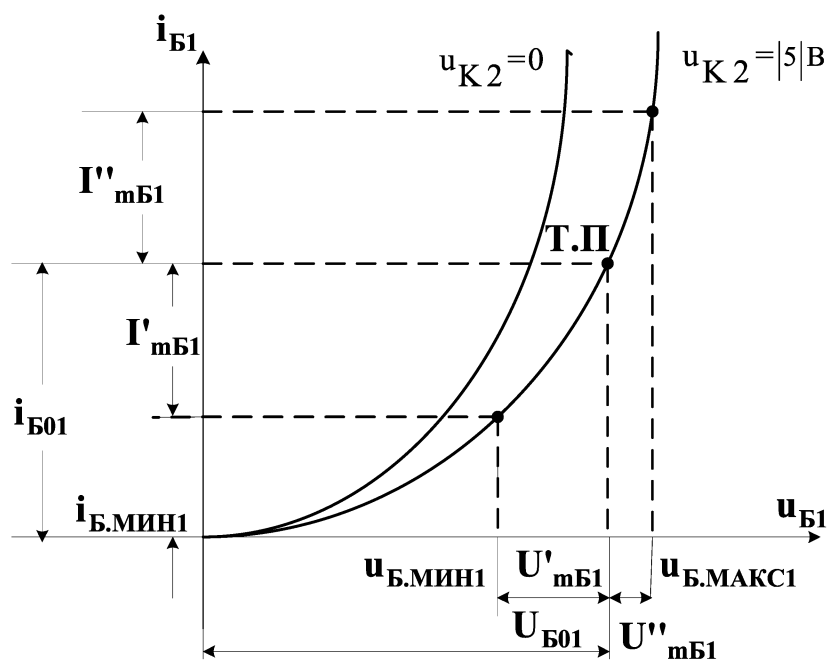


Рисунок 3.4

По входной характеристике транзистора VT1 при $u_K = |5|$ В, принимаемой, ориентировочно за его входную динамическую характеристику, находят $U_{Б01}$, $u_{Б.МАКС1}$, $u_{Б.МИН1}$, $U'_{мБ1}$, $U''_{мБ1}$ (рис. 3.4).

Находят входное сопротивление транзистора VT1 по переменному току:

$$R_{ВХ.VT1} = \frac{u_{Б.МАКС1} - u_{Б.МИН1}}{i_{Б.МАКС1} - i_{Б.МИН1}}. \quad (3.52)$$

Мощность, отдаваемая транзистором VT1, должна удовлетворять условию

$$P_{\sim Вых.VT1} = 0,5 \cdot U_{мК1} \cdot I_{мК1} \geq P_{ВХ2-3}. \quad (3.53)$$

Если при расчете предвыходных каскадов усилителей по вариантам рис. 2.3 и 2.6 возникнут трудности с выбором транзистора и получением требуемых $U_{мВых1} = U_{мК1} = U_{мВХ2}$, $I_{мК1}$ и $P_{\sim Вых.VT1}$, может быть применена видоизмененная схема предвыходного каскада (см. рис. 2.5).

В этом случае расчет электрических величин для выбора транзистора VT1 и расчет предвыходного каскада в целом проводят следующим образом.

При выборе постоянного коллекторного напряжения $U_{К01}$ транзистора VT1 руководствуются теми же выражениями (3.38) и (3.39), что и в предыдущем расчете.

Для определения постоянного тока коллектора $i_{К01}$ транзистора VT1 вместо выражений (3.40), (3.41), (3.43), (3.44), основополагающих при предыдущем расчете, используется выражение

$$i_{К01} \geq i_{мК1} + i_{К.МИН1} = I_{мБ1} + I_{мРК1} + i_{К.МИН1} = I_{мБ2} + \frac{U_{мБ2}}{R_{К1}} + i_{К.МИН1}, \quad (3.54)$$

являющееся основополагающим для варианта предвыходного каскада с цепочкой RC (см. рис. 2.5).

Этот ток в схеме предвыходного каскада с RC-цепочкой, вводящей в коллекторную цепь транзистора VT1 напряжение $U_{мВых}$ с нагрузки R_H выходного каскада, будет значительно меньше, чем получаемый из формул (3.43), (3.44) для предвыходного каскада без такой RC-цепочки. Это объясняется тем, что, как показывалось в гл. 2, ток $I_{мРК1}$ через резистор $R_{К1}$ в схеме предвыходного каскада с RC-цепочкой, определяемый выражением $I_{мРК1} = U_{мБ2}/R_{К1}$, будет значительно меньше, чем в схеме без RC-цепочки, где

$$I_{мРК1} = U_{мВХ2}/R_{К1} = (U_{мБ2} + U_{мВых})/R_{К1}.$$

Для вычисления тока $i_{К01}$ по формуле (3.54) требуется знание $R_{К1}$. Оно на данном этапе расчета еще неизвестно. Поэтому, учитывая, что в предвыходном каскаде с RC-цепочкой постоянный ток коллектора $i_{К01}$ транзистора VT1 может выбираться в довольно широких пределах при сохранении основных свойств каскада, этот ток в соответствии с (3.54) можно принять равным

$$i_{K01} > (1,3...1,5) I_{mB2}, \quad (3.55)$$

причем окончательно выбираемое значение i_{K01} должно быть не менее 2..3 мА, так как при меньших токах усилительные и частотные свойства транзисторов заметно ухудшаются.

Мощность рассеяния на коллекторе транзистора VT1 определяется выражением, аналогичным (3.45). В схеме предвыходного каскада с RC-цепочкой она будет меньше, чем в схеме без RC-цепочки из-за меньшего значения тока i_{K01} .

Амплитуда тока сигнала I_{mRK1} через R_{K1} , амплитуда суммарной переменной составляющей коллекторного тока I_{mK1} , максимальное значение тока коллектора $i_{K.MAKC1}$ транзистора VT1 соответственно будут:

$$I_{mR1} = U_{mB2}/R_{K1}; \quad I_{mK1} = I_{mB2} + I_{mRK1}; \quad i_{K.MAKC1} = i_{K01} + I_{mK1}.$$

Следует отметить, что в схеме с RC цепочкой они будут меньше, чем в схеме без RC-цепочки.

По формулам, аналогичным (3.49), выбирают транзистор VT1 с малым напряжением насыщения. Он будет менее мощным, чем в варианте без RC-цепочки.

Затем определяют сопротивление R (см. рис. 2.5):

$$R \geq (5...10) R_H$$

и сопротивление R_{K1} :

а) для схемы с простым выходным каскадом на комплементарных транзисторах:

$$R_{K1} = \frac{0,5 E_B - U_{B02} - i_{K01} R}{i_{K01}}; \quad (3.56)$$

б) для схемы со сложным выходным каскадом на составных транзисторах:

$$R_{K1} = \frac{0,5 E_B - U_{B02} - U_{B04} - i_{K01} R}{i_{K01}}. \quad (3.57)$$

Полученные значения R и R_{K1} должны удовлетворять условию

$$R < 0,1...0,2 R_{K1}.$$

Следует отметить, что значения R_{K1} и R не критичны, поскольку, как отмечалось выше, постоянный ток коллектора i_{K01} транзистора VT1 в схеме предвыходного каскада с RC-цепочкой может изменяться в довольно широких пределах при сохранении основных свойств схемы.

Далее определяют сопротивление коллекторной нагрузки транзистора VT1 по переменному току, которое с учетом влияния положительной обратной связи через RC-цепочку будет описываться выражением:

$$R_{K-1} = U_{mK1}/I_{mK1} = U_{mBX2}/I_{mK1} = (U_{mB2} + U_{mBbIX})/I_{mK1}.$$

Для полученного значения этого сопротивления на семействе выходных статических характеристик транзистора VT1 строится нагрузочная прямая по переменному току. Она должна проходить через точку с координатами U_{K01} , i_{K01} и точку с координатами $i_{K01} = 0$, $u_{K1} = |U_{K01}| + i_{K01} R_{K-1}$. На полученной нагрузочной прямой отмечают точку с координатами $i_{K, \text{МАКС}}$, $u_{K, \text{МИН}}$. Рабочая область построенной нагрузочной прямой с одной стороны будет ограничена точкой с координатами $i_{K, \text{МАКС}}$, $u_{K, \text{МИН}}$, а другой стороны – точкой с координатами $u_{K, \text{МИН}}$, $u_{K, \text{МАКС}} = U_{K01} + U_{mBX2}$.

Из построения определяют токи i_{B01} , $i_{B, \text{МАКС}}$, $i_{B, \text{МИН}}$, $I_{mB2} = i_{B01} - i_{B, \text{МИН}}$ и $I_{mB1} = i_{B, \text{МАКС}} - i_{B01}$.

При отсутствии выходных характеристик эти токи могут быть найдены и без построения нагрузочной прямой по переменному току по выражениям, аналогичным (3.51).

По найденным значениям токов базы и по входной характеристике транзистора VT1 при $U_K = |5|$ В, принимаемой ориентировочно за его входную динамическую характеристику, находят, как это было показано на рис. 3.4, напряжения U_{B01} , $u_{B, \text{МАКС}}$, $u_{B, \text{МИН}}$, U'_{mB1} , U''_{mB1} .

Далее по формуле, аналогичной (3.52), находят входное сопротивление транзистора VT1 по переменному току.

И, наконец, проверяется выполнение условия, аналогичного (3.53).

3.1.4. Расчет элементов схемы смещения и стабилизации выходного и предвыходного каскадов

С учетом изложенного в гл. 2 и параграфах 3.1.1 и 3.1.2 расчет элементов R_T и $R_{TШ}$, обеспечивающих получение требуемого напряжения смещения и требуемой температурной стабилизации постоянных коллекторных токов транзисторов выходного каскада, сводится к следующему.

Исходя из требуемого напряжения смещения транзисторов выходного каскада при нормальной комнатной температуре $T_c = 20^\circ\text{C}$, находят результирующее сопротивление параллельно соединенных R_T и $R_{TШ}$:

а) для схемы рис. 2.3 в соответствии с приведенным ранее выражением (3.23):

$$R_{TШ} = \frac{U_{B02} + U_{B03}}{i_{K01} - i_{B02}};$$

б) для схемы рис. 2.6 в соответствии с приведенным (3.58) ранее выражением (3.37):

$$R_{\text{ТШ}} \frac{U_{\text{Б02}} + U_{\text{Б03}} + U_{\text{Б04}}}{i_{\text{К01}} - i_{\text{Б02}}}.$$

Исходя из условия поддержания неизменными значений постоянных коллекторных токов транзисторов выходного каскада при возрастании температуры, находят необходимое для этого относительное уменьшение напряжения смещения на сопротивлении $R_{\text{ТШ}}$ при максимальной рабочей температуре $T_{\text{С.МАКС}}$:

а) для схемы рис. 2.3:

$$m_{\text{Н}} = 1 - \frac{2,2 \cdot 10^{-3} \cdot n \cdot (T_{\text{С.МАКС.}} - 20^{\circ} \text{C})}{U_{\text{Б02}} + U_{\text{Б03}}};$$

б) для схемы рис. 2.6: (3.59)

$$m_{\text{Н}} = 1 - \frac{2,2 \cdot 10^{-3} \cdot n \cdot (T_{\text{С.МАКС.}} - 20^{\circ} \text{C})}{U_{\text{Б02}} + U_{\text{Б03}} + U_{\text{Б04}}},$$

где n — количество транзисторов, получающих напряжение смещения с сопротивления $R_{\text{ТШ}}$: в схеме рис. 2.3 $n = 2$, в схеме рис. 2.6 $n = 3$.

Из справочника по терморезисторам выбирают терморезистор с таким значением отрицательного температурного коэффициента сопротивления $\alpha_{\text{T}}[\%]$ на 1°C , чтобы относительное уменьшение его сопротивления m_{T} при нагреве до $T_{\text{С.МАКС.}}$.

$$m_{\text{T}} = \frac{\alpha_{\text{T}}[\%]}{100} (T_{\text{С.МАКС.}} - 20^{\circ} \text{C}) \tag{3.60}$$

удовлетворяло условию $m_{\text{T}} < m_{\text{Н}}$.

После этого определяют сопротивление резистора $R_{\text{Ш}}$ и терморезистора R_{T} при $T_{\text{с}} = 20^{\circ}\text{C}$:

$$R_{\text{Ш}} = R_{\text{ТШ}} (1 - m_{\text{T}}) / (m_{\text{Н}} - m_{\text{T}}); \tag{3.61}$$

$$R_{\text{T}20^{\circ}\text{C}} = R_{\text{ТШ}} R_{\text{T}} / (R_{\text{Ш}} - R_{\text{ТШ}}). \tag{3.62}$$

Затем переходят к расчету элементов схемы получения смещения и стабилизации постоянного коллекторного тока $i_{\text{К0}}$ транзистора VT1 предвыходного каскада. При расчете руководствуются тем, что термостабильность тока $i_{\text{К01}}$ должна быть достаточно высокой в связи с малой величиной остаточного коллекторного напряжения $u_{\text{К.МИН1}}$ транзистора VT1 и зависимостью эффективности термокомпенсации в выходном каскаде от степени термостабильности тока $i_{\text{К0}}$.

В соответствии с изложенным в гл. 2 и параграфе 3.1.3, конечной целью расчета будет определение сопротивлений резисторов $R_{\text{Б1}}$ и R_1 базового делителя транзистора VT1, с помощью которого получается напряжение смещения

U_{B0} на базе VT1, и определение сопротивления резистора $R_{Э1}$ в эмиттерной цепи транзистора VT1, с помощью которого получается отрицательная обратная связь по постоянному току для стабилизации постоянного коллекторного тока i_{K01} транзистора VT1. При этом следует сознавать, что поскольку процессы получения напряжения смещения U_{B01} и стабилизации постоянного коллекторного тока i_{K01} жестко взаимосвязаны, то значения рассчитываемых сопротивлений $R_{Э1}$, $R_{Б1}$ и R_1 будут взаимозависимы.

Расчет начинают с выбора сопротивления резистора $R_{Э1}$. Оно определяется соотношением

$$R_{Э1} = U_{0RЭ1} / (i_{K01} + i_{B01}) , \quad (3.63)$$

где $U_{0RЭ1}$ — падение напряжения на $R_{Э1}$ за счет протекания через него постоянных токов i_{K01} и i_{B01} .

Поскольку чем больше $R_{Э1}$, тем больше глубина местной отрицательной обратной связи $F_{1,МОС}^*$ по постоянному току и тем, следовательно, эффективнее стабилизация постоянного коллекторного тока i_{K01} , то при расчете $R_{Э1}$ следует задаваться максимально возможным значением $U_{0RЭ1}$. В схеме предвыходного каскада с резисторной связью с выходным каскадом $U_{0RЭ1}$ определяется из выражения (3.38)

$$U_{0RЭ1} = 0,5 E_B - U_{B0VT3} - U_{K01}$$

или, что дает такой же результат, по выражению

$$U_{0RЭ1} = E_B - U_{K01} - i_{K01} R_{K1} - (i_{K01} - i_{B02}) R_{ТШ} \quad (3.64)$$

и должно быть примерно 0,5...2 В.

Следует отметить, что именно с целью получения возможно большего значения $U_{0RЭ1}$ и рекомендовалось в начале расчета выходных каскадов (см. параграфы 3.1.1 и 3.1.2) выбирать E_B с некоторым запасом (хотя это и приводит к некоторому нежелательному снижению в выходных каскадах и $\xi_{ВЫХ}$ КПД).

Затем переходят к расчету сопротивлений $R_{Б1}$ и R_1 базового делителя. Для его расчета существует несколько методик. Наиболее полная из них в инженерных расчетах основана на определении допустимого приращения $\Delta i_{K0,ДОП1}$ постоянного коллекторного тока i_{K01} при наличии стабилизации и максимального приращения $\Delta i_{K0,МАКС1}$ этого тока при отсутствии стабилизации и использовании их для определения требуемой сквозной глубины местной отрицательной обратной связи $F_{1,МОС}^*$ по постоянному току, в соответствии с которой и с учетом ранее найденных $R_{Э1}$ и U_{B01} рассчитываются $R_{Б1}$ и R_1 .

Для вычисления $\Delta i_{K0,ДОП1}$ строится нагрузочная прямая по постоянному току на семействе выходных статических характеристик транзистора VT1 (см. рис. 3.3). Она будет проходить через точки с координатами U_{K01} , i_{K01} , $i_{K1}=0$, $u_{K1} = |U_{K01}| + i_{K01} R_{K=1}$, где $R_{K=1}$ — сопротивление нагрузки транзистора VT1 по постоянному току:

$$R_{K=1} = R_{K1} + R_{ТШ} + R_{Э1} . \quad (3.65)$$

При повышении рабочей температуры транзистора VT1 ток i_{K01} будет возрастать и точка покоя будет смещаться вверх по этой нагрузочной прямой. Допустимое приращение тока покоя $\Delta i_{K0, \text{доп}} = i'_{K01} - i_{K01}$ (см. рис. 3.3) определяется снижением остаточного коллекторного напряжения $u_{K, \text{мин1}}$ до минимально допустимого значения $u'_{K, \text{мин1}}$ (менее примерно 0,5...1 В, определяемого условием сохранения допустимой линейности его выходных характеристик) и находится непосредственно по нагрузочной прямой по постоянному току или вычисляется по формуле

$$\Delta i_{K0, \text{доп}} = i'_{K01} - i_{K01} = \frac{E_B - U'_{K01}}{R_{K=1}} - \frac{E_B - U_{K01}}{R_{K=1}} = \frac{E_B - (U_{mK1} + u'_{K, \text{мин1}})}{R_{K=1}} - \frac{E_B - (U_{mK1} + u_{K, \text{мин1}})}{R_{K=1}} = \frac{u_{K, \text{мин1}} + u'_{K, \text{мин1}}}{R_{K=1}}, \quad (3.66)$$

где $R_{K=1}$ определяется выражением (3.65).

Обеспечение именно этого значения $\Delta i_{K0, \text{доп}}$ в схеме осуществляется местной отрицательной обратной связью по постоянному току за счет $R_{Э1}$. Для расчета требуемой сквозной глубины этой обратной связи $F^*_{1\text{МОС}}$ кроме $\Delta i_{K0, \text{доп}}$ необходимо оценить максимально возможное при заданной максимальной рабочей температуре $T_{C, \text{макс}}$ приращение постоянного коллекторного тока $\Delta i_{K0, \text{макс1}}$ при отсутствии стабилизации

$$\Delta i_{K0, \text{макс1}} = i_{K0, \text{макс1}} - i_{K01}; \quad (3.67)$$

Здесь

$$i_{K0, \text{макс1}} = h_{21\text{эМАКС1}} i_{B01} + (1 + h_{21\text{эМАКС1}}) I_{KБ0\text{МАКС1}}, \quad (3.68)$$

где

$$I_{KБ0, \text{МАКС1}} = I_{KБ0, \text{СПР1}} \cdot 2^{\frac{(T_{П, \text{МАКС1}} - T_{П, \text{СПР1}})}{10^\circ}}$$

или

$$I_{K, \text{Б0, МАКС1}} = I_{KБ0, \text{СПР1}} \cdot 3^{\frac{(T_{П, \text{МАКС1}} - T_{П, \text{СПР1}})}{10^\circ}}$$

— неуправляемый ток для германиевых (или кремниевых) транзисторов,

$$T_{П, \text{макс}} = T_{C, \text{макс}} + R_{ПС1} P_{K, \text{макс1}} = T_{C, \text{макс}} + R_{ПС1} U_{K01} i_{K01}$$

— максимальное значение температуры коллекторного перехода.

Необходимая сквозная глубина местной отрицательной обратной связи по постоянному току должна быть

$$F^*_{1\text{МОС}} = \frac{\Delta i_{K0, \text{макс1}}}{\Delta i_{K0, \text{доп}}}. \quad (3.69)$$

Сквозная глубина местной отрицательной обратной связи в предвыходном каскаде за счет $R_{Э1}$ определяется выражением

$$F_{1\text{МОС}}^* = 1 + \frac{(1 + h_{21\text{ЭВТ1}}) \cdot R_{\text{Э1}}}{R_{\text{Д1}} + R_{\text{ВХ.ВТ1}}}, \quad (3.70)$$

которое получается из общего выражения для сквозной глубины обратной связи:

$$F_{1\text{МОС}}^* = 1 + \beta_1 K_1^* = 1 + \beta_1 K_{\text{ВХЦ.1}} K_{\text{ВТ1}}$$

при подстановке в него значений β_1 , $K_{\text{ВХЦ.1}}$, $K_{\text{ВТ1}}$ для рассматриваемой схемы местной отрицательной обратной связи:

$$\begin{aligned} \beta_1 &= \frac{\Delta u_{\text{РЭ1}}}{\Delta u_{\text{РК1}} + \Delta u_{\text{РЭ1}}} = \frac{\Delta i_{\text{Э1}} \cdot R_{\text{Э1}}}{\Delta i_{\text{К1}} \cdot R_{\text{К1}} + \Delta i_{\text{Э1}} \cdot R_{\text{Э1}}} = \frac{(1 + K_{\text{Т.ВТ1}}) \cdot R_{\text{Э1}}}{K_{\text{Т.ВТ1}} \cdot R_{\text{К1}} + (1 + K_{\text{Т.ВТ1}}) \cdot R_{\text{Э1}}}; \\ K_{\text{Т.ВТ1}} &= \frac{\Delta u_{\text{РК1}} + \Delta u_{\text{РЭ1}}}{\Delta u_{\text{БЭ.ВТ1}}} = \frac{\Delta i_{\text{К1}} \cdot R_{\text{К1}} + \Delta i_{\text{Э1}} \cdot R_{\text{Э1}}}{\Delta i_{\text{Б1}} \cdot R_{\text{ВХ.ВТ1}}} = \frac{K_{\text{Т.ВТ1}} \cdot R_{\text{К01}} + (1 + K_{\text{Т.ВТ1}}) \cdot R_{\text{Э1}}}{R_{\text{ВХ.ВТ1}}}; \\ K_{\text{ВХЦ.1}} &= \frac{\Delta u_{\text{БЭВТ1}}}{\Delta u_{\text{РЭ1}}} = \Delta U_{\text{РЭ1}} \frac{R_{\text{ВХ.ВТ1}}}{R_{\text{Д1}} + R_{\text{ВХ.ВТ1}}} / \Delta U_{\text{РЭ1}} = \frac{R_{\text{ВХ.ВТ1}}}{R_{\text{Д1}} + R_{\text{ВХ.ВТ1}}}. \end{aligned}$$

Из формулы (3.70) определяется результирующее сопротивление делителя в цепи базы транзистора ВТ1

$$R_{\text{Д1}} = \frac{(1 + h_{21\text{ЭВТ1}}) \cdot R_{\text{Э1}}}{F_{1\text{МОС}}^* - 1} - R_{\text{ВХ.ВТ1}}. \quad (3.71)$$

Результирующее сопротивление $R_{\text{Д1}}$ связано с $R_{\text{Б1}}$ и R_1 соотношением

$$R_{\text{Д1}} = \frac{R_{\text{Б1}} \cdot R_1}{R_{\text{Б1}} + R_1}. \quad (3.72)$$

Кроме условия (3.72) сопротивления $R_{\text{Б1}}$ и R_1 определяются еще условиями обеспечения требуемых (ранее рассчитанных) напряжения и тока смещения $U_{\text{Б01}}$ и $i_{\text{Б01}}$ транзистора ВТ1:

$$R_1 = \frac{U_{\text{Б01}} + U_{\text{0РЭ1}}}{i_{\text{ДЕЛ1}}}, \quad (3.73)$$

$$R_{\text{Б1}} = \frac{0,5 E_{\text{В}} - i_{\text{ДЕЛ1}} \cdot R_1}{i_{\text{Б01}} + i_{\text{ДЕЛ1}}}, \quad (3.74)$$

где $i_{\text{ДЕЛ1}}$ — постоянный ток базового делителя смещения транзистора ВТ1.

Решая систему трех уравнений (3.72)...(3.74), в которых неизвестными являются R_1 , $R_{\text{Б1}}$ и $i_{\text{ДЕЛ1}}$, можно найти сначала $i_{\text{ДЕЛ1}}$, а затем R_1 по (3.73) и $R_{\text{Б1}}$ по

(3.74). Часто поступают иначе: задаются током делителя $i_{\text{ДЕЛ1}}$ в пределах (3...10) $i_{\text{Б01}}$ и вычисляют R_1 из (3.73) и $R_{\text{Б1}}$ из (3.74), а затем подставляют найденные значения в (3.72) с целью проверки его выполнения. Если условие (3.72) выполняется (или если правая часть в (3.72) несколько меньше левой части), то расчет R_1 и $R_{\text{Б1}}$ можно считать законченным, потому что выполнение этих условий гарантирует получение рассчитанной по формуле (3.70) глубины отрицательной обратной связи по постоянному току и, следовательно, расчетного значения $i_{\text{К0.ДОП1}}$.

За счет остающейся нестабильности постоянного коллекторного тока $i_{\text{К01}}$ транзистора VT1

$$\delta = (\Delta i_{\text{К0.ДОП1}} / i_{\text{К01}}) \cdot 100\% \quad (3.75)$$

будет иметь место нежелательное увеличение напряжения смещения на базах транзисторов VT2, VT3 (в схеме рис. 2.3) и VT2, VT3, VT4, VT5 (в схеме рис. 2.6) при максимальной рабочей температуре, которое компенсируется обычно экспериментальной подгонкой величин R_{T} и $R_{\text{Ш}}$ (путем уменьшения R_{T} и, соответственно, увеличения $R_{\text{Ш}}$) в процессе наладки усилителя.

Наряду с рассмотренной методикой расчета базового делителя находят применение и более простые. Одна из них является как бы частью рассмотренной выше методики и сводится к расчету $R_{\text{Б1}}$ и R_1 по формулам (3.73) и (3.74) с учетом выбранного по формуле (3.63) $R_{\text{Э1}}$ без предварительного расчета $\Delta i_{\text{К0.ДОП1}}$, $\Delta i_{\text{К.МАКС1}}$, $F_{\text{1МОС}}^*$, $R_{\text{Д1}}$ и последующей проверки выполнения условия (3.72).

При применении этой сокращенной методики исходят из того, что если при расчете $R_{\text{Э1}}$ по формуле (3.63) задаваться на нем достаточным падением напряжения $U_{\text{0РЭ1}}$, а при расчете $R_{\text{Б1}}$ и R_1 по формулам (3.73) и (3.74) задаваться достаточным током делителя $i_{\text{ДЕЛ1}}$, то практически будет обеспечиваться достаточно эффективная работа схемы эмиттерной стабилизации коллекторного тока покоя $i_{\text{К01}}$ транзистора VT1.

Эта методика часто применяется в каскадах, работающих в условиях малых уровней сигналов, когда статические и динамические характеристики транзистора используются не полностью по напряжению, току и мощности.

Что касается рассмотренного выше предвыходного каскада на транзисторе VT1, в котором статические и динамические характеристики используются почти полностью по напряжению, то применение к нему этого сокращенного метода требует известной осторожности и, в частности, требует в целях гарантии обеспечения минимально допустимого значения $u'_{\text{К.МИН1}}$ задаваться при расчете $R_{\text{Э1}}$ по формуле (3.63) значением $U_{\text{0РЭ1}}$ не менее 0,2 $E_{\text{В}}$ (ценой увеличения $E_{\text{В}}$), а при расчете $R_{\text{Б1}}$ и R_1 по формулам (3.73) и (3.74) — током делителя $i_{\text{ДЕЛ1}}$ не менее (5...10) $i_{\text{Б01}}$.

3.1.5. Расчет коэффициентов гармоник выходного и предвыходного каскадов УМЗЧ

Как видно из расчета выходного и предвыходного каскадов, их транзисторы работают в условиях больших уровней сигналов, т. е. в условиях полного (или почти полного) использования статических и динамических характеристик. Поэтому в этих каскадах могут возникать заметные нелинейные искажения из-за влияния нелинейности характеристик транзисторов. Коэффициенты гармоник этих каскадов, с помощью которых оцениваются нелинейные искажения, могут превышать допустимые значения. В связи с этим в этих каскадах остро стоит вопрос обеспечения заданного коэффициента гармоник $K_{Г.Зад}$. Обычно это достигается с помощью отрицательной обратной связи.

Ниже дается примерный порядок расчета коэффициентов гармоник каскадов и требуемой глубины отрицательной обратной связи.

Коэффициенты гармоник выходного и предвыходного каскадов $K_{Г.ВЫХ}$ и $K_{Г.ПРЕД}$ определяются графоаналитическим методом пяти ординат по сквозным динамическим характеристикам этих каскадов.

Сквозная динамическая характеристика одного плеча $i_{KVT2} = f(e'_{ИСТ.VT2})$ выходного каскада на комплементарных транзисторах в режиме «В» по схеме рис. 2.3 строится по точкам нагрузочной прямой (см. рис. 3.1) и входной динамической характеристики (см. рис. 3.2) с использованием уравнения для ЭДС эквивалентного источника сигналов каждого плеча выходного каскада $e'_{ИСТ.VT2}$, учитывающего включение транзисторов VT2 и VT3 по схеме с общим коллектором, т. е. учитывающего действующую в этом каскаде местную отрицательную обратную связь, параллельную по выходу (т. е. по напряжению) и последовательную по входу. Для схемы рис. 2.3 это уравнение имеет вид:

$$e'_{ИСТ.VT2} = u_{ВХ.VT2} + i_{Б.VT2} R_{ИСТ.VT2} \approx u_{Б.VT2} + i_{К.VT2} R_{Н} + i_{Б.VT2} R_{ИСТ.VT2}, \quad (3.76)$$

где $R_{ИСТ.VT2} \approx R_{K1}$.

Для построения сквозной динамической характеристики (см. рис. 3.5) достаточно взять 5...7 точек в пределах рабочего участка нагрузочной прямой и входной динамической характеристики и для них рассчитать $e'_{ИСТ.VT2}$. Так, например, для максимального коллекторного $i_{К.МАКС.VT2}$ ЭДС согласно (3.76) будет:

$$e'_{ИСТ.МАКС.VT2} = u_{Б.МАКС.VT2} + i_{К.МАКС.VT2} R_{Н} + i_{Б.МАКС.VT2} R_{ИСТ.VT2},$$

где $i_{К.МАКС.VT2}$ и соответствующее ему $i_{Б.МАКС.VT2}$ берутся непосредственно по нагрузочной прямой, а $u_{Б.МАКС.VT2}$ непосредственно из входной динамической характеристики по $i_{Б.МАКС.VT2}$.

На полученной сквозной динамической характеристике одного плеча выходного каскада (рис. 3.5) делят пополам отрезок на оси абсцисс от $e'_{ИСТ.МАКС.VT2}$ до $e'_{ИСТ.0.VT2}$, находят токи $i'_{МАКС}$, i'_1 , i'_0 , по которым вычисляют

пять мгновенных значений выходного тока (пять ординат) двух плеч каскада с учетом коэффициента асимметрии « ϵ » плеч каскада

$$\begin{aligned} i_{\text{МАКС}} &= i'_{\text{МАКС}} (1 + \epsilon); \\ i_1 &= i'_1 (1 + \epsilon); \\ i_o &= i'_0 (2\epsilon); \\ i_2 &= -i'_1 (1 - \epsilon); \\ i_{\text{МИН}} &= -i'_{\text{МАКС}} (1 - \epsilon); \end{aligned} \quad (3.77)$$

где « ϵ » берется в пределах 0,15...0,2.

Затем по формулам метода пяти ординат определяют амплитуду выходного тока основной частоты $I_{\text{m1ВЫХ}}$ и амплитуды гармоник выходного тока $I_{\text{m2ВЫХ}}$, $I_{\text{m3ВЫХ}}$, $I_{\text{m4ВЫХ}}$, а также среднее значение выходного тока $i_{\text{срВЫХ}}$:

$$\begin{aligned} I_{\text{m1ВЫХ}} &= \frac{i_{\text{МАКС}} - i_{\text{МИН}} + i_1 - i_2}{3}; \\ I_{\text{m2ВЫХ}} &= \frac{i_{\text{МАКС}} + i_{\text{МИН}} - 2i_o}{4}; \\ I_{\text{m3ВЫХ}} &= \frac{i_{\text{МАКС}} - i_{\text{МИН}} - 2(i_1 - i_2)}{6}; \\ I_{\text{m4ВЫХ}} &= \frac{i_{\text{МАКС}} + i_{\text{МИН}} - 4(i_1 + i_2) + 6i_o}{12}; \\ I_{\text{ср.ВЫХ}} &= \frac{i_{\text{МАКС}} + i_{\text{МИН}} + 2(i_1 + i_2)}{6}. \end{aligned} \quad (3.78)$$

О правильности вычислений по формулам (3.78) судят по выполнению уравнения

$$i_{\text{МАКС}} = i_{\text{ср.ВЫХ}} + I_{\text{m1ВЫХ}} + I_{\text{m2ВЫХ}} + I_{\text{m3ВЫХ}} + I_{\text{m4ВЫХ}}, \quad (3.79)$$

в которое значения всех величин подставляют со своими знаками.

Коэффициент гармоник выходного каскада будет

$$K_{\text{Г.ВЫХ}} = \frac{\sqrt{I_{\text{m2ВЫХ}}^2 + I_{\text{m3ВЫХ}}^2 + I_{\text{m4ВЫХ}}^2}}{I_{\text{m1ВЫХ}}} \cdot 100\% \quad (3.80)$$

Расчет коэффициента гармоник выходного двухтактного каскада на составных транзисторах в режиме «В» (рис. 2.6) производят в том же порядке, что и выходного каскада по схеме рис. 2.3, с той лишь разницей, что сквозная динамическая характеристика одного плеча каскада $i_{\text{К.ВТ4}} = f(e'_{\text{ИСТ.ВТ2}})$ строится для составного транзистора VT2 и VT4 с учетом выражения

$$e'_{\text{ИСТ.ВТ2}} \approx u_{\text{Б.ВТ2}} + u_{\text{Б.ВТ4}} + i_{\text{К.ВТ4}} R_{\text{Н}} + i_{\text{Б.ВТ2}} R_{\text{ИСТ.ВТ2}}. \quad (3.81)$$

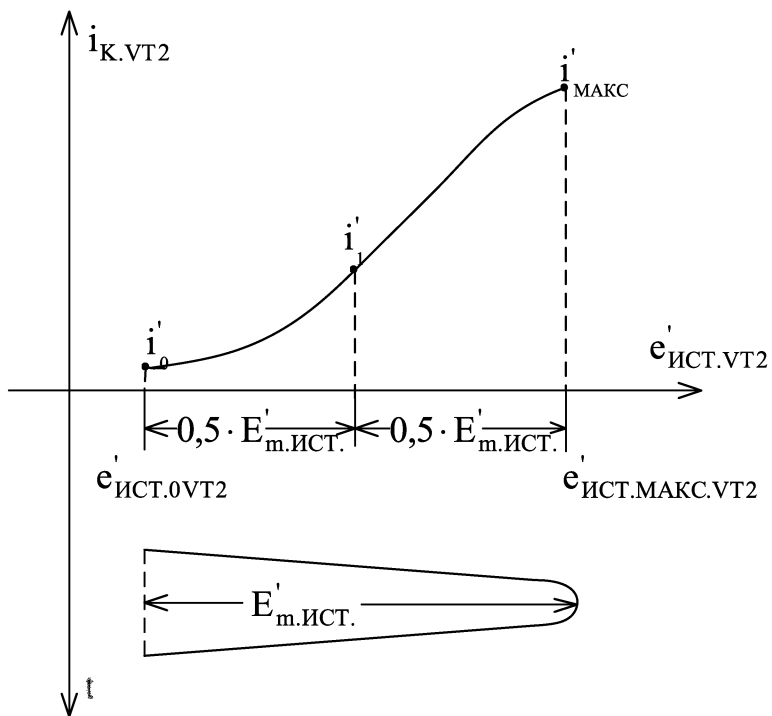


Рисунок 3.5

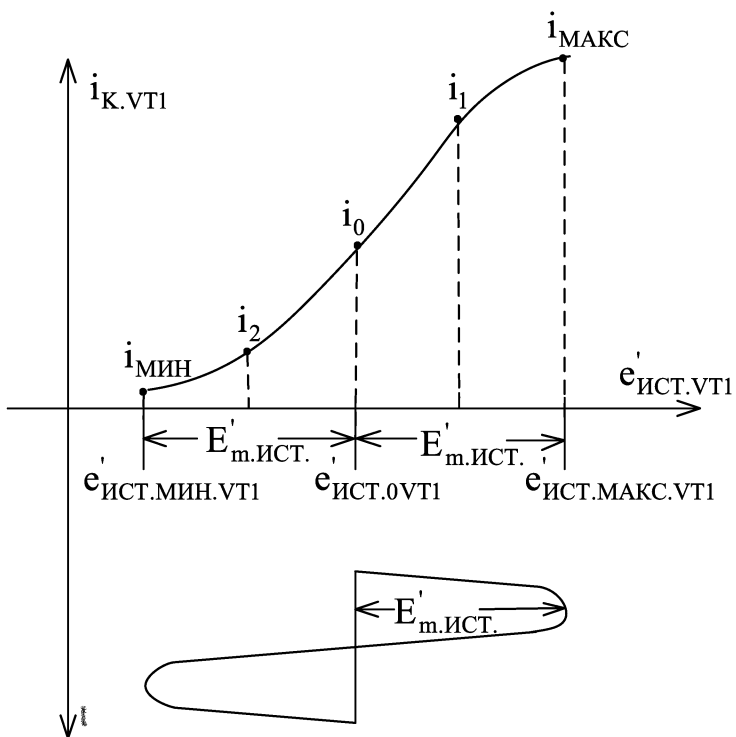


Рисунок 3.6

В этом случае расчет $e'_{\text{ИСТ.VT2}}$ имеет свои особенности, которые можно проиллюстрировать на примере вычислений для одной из точек сквозной динамической характеристики, например, при максимальном коллекторном токе $i_{\text{К.МАКС.VT4}}$. Для этой точки

$$e'_{\text{ИСТ.МАКС.VT2}} \approx u_{\text{Б.МАКС.VT2}} + u_{\text{Б.МАКС.VT4}} + i_{\text{К.МАКС.VT4}} R_{\text{Н}} + i_{\text{Б.МАКС.VT2}} R_{\text{ИСТ.VT2}}.$$

Здесь $i_{\text{К.МАКС.VT4}}$ берется непосредственно из нагрузочной прямой для VT4, а значение $u_{\text{Б.МАКС.VT4}}$ — непосредственно из входной динамической характеристики VT4 по $i_{\text{Б.МАКС.VT4}}$, которое берется из нагрузочной прямой VT4 для $i_{\text{К.МАКС.VT4}}$. Что касается $i_{\text{Б.МАКС.VT2}}$, то для его определения придется сначала найти ток эмиттера VT2:

$$i_{\text{Э.МАКС.VT2}} = i_{\text{Б.МАКС.VT4}} + u_{\text{Б.МАКС.VT4}} / R_2,$$

а потом, учитывая, что $i_{\text{Э.МАКС.VT2}} = i_{\text{К.МАКС.VT2}} + i_{\text{Б.МАКС.VT2}} = i_{\text{Б.МАКС.VT2}} (h_{21\text{Э.VT2}} + 1)$, найти $i_{\text{Б.МАКС.VT2}} = i_{\text{Э.МАКС.VT2}} / (h_{21\text{Э.VT2}} + 1)$.

Наконец, для найденного значения $i_{\text{Б.МАКС.VT2}}$ по входной динамической характеристике VT2 находят $u_{\text{Б.МАКС.VT2}}$.

В таком же порядке ведется расчет $e'_{\text{ИСТ.VT2}}$ для других точек в пределах рабочего участка сквозной динамической характеристики. Эта характеристика будет иметь вид, аналогичны рис. 3.5, но только по оси ординат вместо тока $i_{\text{К.VT2}}$ будет ток $i_{\text{К.VT4}}$. Дальнейший расчет на основе этой характеристики не отличается от расчета для каскада по схеме рис. 2.3 и ведется по формулам (3.77)–(3.80).

Коэффициент гармоник $K_{\text{Г.ПРЕД}}$ предвыходного однотоктного каскада, работающего на транзисторе VT1 в режиме «А», определяют методом пяти ординат по сквозной динамической характеристике $i_{\text{К.VT1}} = f(e'_{\text{ИСТ.VT1}})$ каскада в режиме «А» (см. рис. 3.6), построенной по точкам нагрузочной прямой (рис. 3.3) и входной динамической характеристики (рис. 3.4) каскада (для построения достаточно взять 5...7 точек в пределах рабочего участка характеристик от $i_{\text{К.МАКС.VT1}}$ до $i_{\text{К.МИН.VT1}}$) с учетом выражения

$$e'_{\text{ИСТ.VT1}} \approx u_{\text{Б.VT1}} + i_{\text{Б.VT1}} R_{\text{ИСТ.VT1}}, \quad (3.82)$$

где $R_{\text{ИСТ.VT1}} = (1/R_1 + 1/R_{\text{Б1}} + 1/R_{\text{ИСТ}})^{-1}$, а при работе схем рис. 2.3 и 2.6 от предшествующего предварительного резисторного каскада $R_{\text{ИСТ.VT1}} \approx R_{\text{К.ПРЕДВ}}$.

Следует отметить, что сквозная динамическая характеристика в режиме «А», в отличие от режима «В», получается для обоих полупериодов сигнала, т. е. в пределах от $e'_{\text{ИСТ.МИН.VT1}}$ до $e'_{\text{ИСТ.МАКС.VT1}}$ (см. рис. 3.6).

Поэтому в соответствии с методом пяти ординат на полученной сквозной динамической характеристике отрезок на оси абсцисс от $e'_{\text{ИСТ.МИН.VT1}}$

до $e'_{\text{ИСТ.МАКС.VT1}}$ делят на четыре равные части и находят пять мгновенных значений выходного тока транзистора VT1 $i_{\text{МАКС}}, i_{\text{МИН}}, i_o, i_1, i_2$ (пять ординат), как показано на рис. 3.6.

По найденным пяти ординатам вычисляют амплитуду коллекторного тока основной частоты $I_{\text{м1ПРЕД}}$, амплитуды гармоник $I_{\text{м2ПРЕД}}, I_{\text{м3ПРЕД}}, I_{\text{м4ПРЕД}}$ и среднее значение $I_{\text{СР.ПРЕД}}$ коллекторного тока предвыходного каскада. Вычисления ведут по формулам метода пяти ординат (3.78), но с заменой индексов «ВЫХ» на индексы «пред» в левой части формул.

Коэффициент гармоник предвыходного каскада будет

$$K_{\text{Г.ПРЕД}} = \frac{\sqrt{I_{\text{м2ПРЕД}}^2 + I_{\text{м3ПРЕД}}^2 + I_{\text{м4ПРЕД}}^2}}{I_{\text{м1ПРЕД}}} \cdot 100\% \quad (3.83)$$

Результирующий расчетный коэффициент гармоник выходного и предвыходного каскадов по схемам рис. 2.3 и рис. 2.6 будет

$$K_{\text{Г.ОБЩ.РАСЧ}} \approx \sqrt{(K_{\text{Г.ВЫХ}})^2 + (K_{\text{Г.ПРЕД}})^2}. \quad (3.84)$$

3.1.6. Расчет требуемой глубины общей ООС для обеспечения заданных коэффициента гармоник, коэффициента сброса нагрузки и коэффициентов частотных искажений

Как отмечалось в гл. 2 при описании схем рис. 2.3 и 2.6, общая ООС создается с помощью цепи $R_{\text{Б1}}R_1$ и охватывает выходной и предвыходной каскады.

Требуемую сквозную глубину общей ООС рассчитывают с точки зрения обеспечения заданных коэффициента гармоник $K_{\text{Г.ЗАД}}$, коэффициента сброса нагрузки $H_{\text{ЗАД}}$ и коэффициентов частотных искажений на верхней и нижней частотах $M_{\text{В.ЗАД}}^{(H)}$, соответственно по формулам:

$$F_{\text{ОБЩ.КГ}}^* \approx \frac{K_{\text{Г.ОБЩ.РАСЧ}}}{K_{\text{Г.ЗАД}}} [1 + 10(K_{\text{Г.ОБЩ.РАСЧ}} - K_{\text{Г.ЗАД}})], \quad (3.85)$$

где $K_{\text{Г.ОБЩ.РАСЧ.}}$ и $K_{\text{Г.ЗАД}}$ берутся в размах,

$$F_{\text{ОБЩ.Н}}^* \approx \frac{H_{\text{ЗАД}}}{H_{\text{ЗАД}} - 1}, \quad (3.86)$$

$$F_{\text{ОБЩ.М}}^* \approx \frac{M_{\text{В.РАСЧ}}^{(H)} - 1}{M_{\text{В.ЗАД}}^{(H)} - 1}. \quad (3.87)$$

Обычно наибольшее значение F^* получается по (3.85) или (3.86). При такой F^* требования по $M_{\text{В.ЗАД}}^{(H)}$, как правило, выполняются. Но это надо проверить.

Как известно, частотные искажения в области верхних частот вызываются инерционными свойствами транзисторов и влиянием монтажных емкостей схем. В большинстве случаев из-за малости монтажных емкостей (особенно в интегральных микросхемах) их влиянием пренебрегают. С учетом этого коэффициент частотных искажений схем рис. 2.3 и 2.6 на высшей рабочей частоте будет определяться транзисторами выходного и предвыходного каскадов, где:

$$M_{В.ОБЩ} = M_{В.ОЭ.ПРЕД} M_{В.ОК.ВЫХ},$$

$$M_{В.ОЭ.ПРЕД} \approx \sqrt{1 + \left(\frac{f_B}{f_{h21\beta1}} \right)^2}$$

— коэффициент частотных искажений транзистора VT1 предвыходного каскада, включенного по схеме с общим эмиттером;

$$M_{В.ОК.ВЫХ} \approx M_{В.ОЭ.ВЫХ} - K_{ВЫХ}(M_{В.ОЭ.ВЫХ} - 1) \tag{3.88}$$

— коэффициент частотных искажений транзисторов одного плеча двухтактного выходного каскада с учетом включения их по схеме с общим коллектором, где $K_{ВЫХ}$ — коэффициент передачи напряжения выходного каскада (3.22).

Входящий в правую часть формулы (3.88) коэффициент частотных искажений $M_{В.ОЭ.ВЫХ}$ транзисторов одного плеча двухтактного выходного каскада при включении их по схеме с общим эмиттером определяется по выражениям:

$$M_{В.ОЭ.ВЫХ} = M_{В.ОЭ.VT2} \approx \sqrt{1 + \left(\frac{f_B}{f_{h21\beta2}} \right)^2} \tag{3.89}$$

— для схемы рис. 2.3;

$$M_{В.ОЭ.ВЫХ} = M_{В.ОЭ.VT2} \cdot M_{В.ОЭ.VT4} \approx \sqrt{1 + \left(\frac{f_B}{f_{h21\beta2}} \right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{f_B}{f_{h21\beta4}} \right)^2} \tag{3.90}$$

— для схемы рис. 2.6.

Рассчитанный по этим формулам коэффициент частотных искажений $M_{В.ОБЩ}$ будет уменьшаться общей отрицательной обратной связью, охватывающей выходной и предвыходной каскады (3.85) или (3.86). Ее глубина была рассчитана ранее по формулам (3.85) и (3.86). При такой глубине общей отрицательной обратной связи коэффициент частотных искажений на высшей рабочей частоте f_B будет

$$M_{В.ОБЩ.ООС} = 1 + \frac{M_{В.ОБЩ} - 1}{F_{ОБЩ.Кг}^*}. \tag{3.91}$$

Очевидно, что $M_{В.ОБЩ.ООС}$ не должно превышать заданное в техническом задании $M_{В.ЗАД}$

$$M_{В.ОБЩ.ООС} \leq M_{В.ЗАД} \tag{3.92}$$

В области нижних частот рабочей полосы частотные искажения вызываются конденсаторами $C_{Р.ВХ}$, $C_{Р.ВЫХ}$ и $C_{Э}$. Они обуславливают на нижней рабочей частоте f_H коэффициенты частотных искажений соответственно $M_{Н.СР.ВХ}$, $M_{Н.СР.ВЫХ}$, $M_{Н.СЭ1}$.

Общий коэффициент частотных искажений (в раз) будет

$$M_{Н.ОБЩ.ООС} = M_{Н.СР.ВХ} M_{Н.СР.ВЫХ} M_{Н.СЭ1.ООС}, \tag{3.93}$$

где

$$M_{Н.СЭ1.ООС} = 1 + \frac{M_{Н.СЭ1} - 1}{F_{ОБЩ.Кг}^*} \tag{3.94}$$

— коэффициент частотных искажений из-за $C_{Э1}$ с учетом влияния общей отрицательной обратной связи, так как $C_{Э1}$ входит в петлю этой обратной связи.

Допустимые значения $M_{Н.СР.ВХ}$ и $M_{Н.СР.ВЫХ}$ не должны превышать (0,5...1,5) дБ. Что касается $M_{Н.СЭ1}$, то поскольку конденсатор $C_{Э1}$ охвачен общей отрицательной обратной связью, то допустимое значение $M_{Н.СЭ1}$ может быть принято несколько большим (порядка 2...3 дБ): благодаря отрицательной обратной связи они будут в конечном счете невелики. При таких значениях $M_{Н.СР.ВХ}$, $M_{Н.СР.ВЫХ}$ и $M_{Н.СЭ1}$ конденсаторы $C_{Р.ВХ}$, $C_{Р.ВЫХ}$ и $C_{Э1}$ будут иметь приемлемые для практики значения емкостей и габариты.

Следует отметить, что, ориентируясь на рекомендуемые значения $M_{Н.СР.ВХ}$, $M_{Н.СР.ВЫХ}$ и $M_{Н.СЭ1}$, нужно следить за тем, чтобы $M_{Н.ОБЩ.ООС}$ не превышало заданного в техническом задании:

$$M_{Н.ОБЩ.ООС} \leq M_{Н.ЗАД} \tag{3.95}$$

Выполнение условий (3.92) и (3.95) будет означать, что глубина общей отрицательной обратной связи, рассчитанной ранее по формуле (3.85) с точки зрения обеспечения заданного коэффициента гармоник, достаточна и для обеспечения заданных коэффициентов частотных искажений на верхней f_V и нижней f_H рабочих частотах.

В этом случае цепь общей отрицательной обратной связи должна рассчитываться на обеспечение этой глубины обратной связи.

Невыполнение условий (3.92) и (3.95) будет означать, что значение глубины общей отрицательной обратной связи $F_{ОБЩ.Кг}^*$, рассчитанное ранее с точки зрения уменьшения коэффициента гармоник и использованное при расчете частотных искажений, недостаточно для требуемого снижения коэффициента частотных искажений.

В этом случае определяется требуемое значение глубины общей отрицательной обратной связи с точки зрения обеспечения заданных коэффициентов частотных искажений на верхней $f_{\text{В}}$ и нижней $f_{\text{Н}}$ рабочих частотах по соотношениям:

$$F_{\text{ОБЩ(В)}}^* \approx (M_{\text{В.ОБЩ}} - 1) / (M_{\text{В.ЗАД}} - 1); \tag{3.96}$$

$$F_{\text{ОБЩ(Н)}}^* \approx \frac{M_{\text{Н.Ср.ВХ}} \cdot M_{\text{Н.Ср.ВЫХ}} \cdot (M_{\text{Н.СЭ1}} - 1)}{M_{\text{Н.ЗАД}} - M_{\text{Н.Ср.ВХ}} \cdot M_{\text{Н.Ср.ВЫХ}}}. \tag{3.97}$$

За окончательный результат берется наибольшее значение из полученных по формулам (3.85), (3.86), (3.96) и (3.97) значений глубины общей отрицательной обратной связи, которое и должно быть обеспечено при последующем расчете цепей общей отрицательной обратной связи.

3.1.7. Расчет цепей общей отрицательной обратной связи в двухкаскадном УМЗЧ

В соответствии с изложенным в параграфах 3.1.5 и 3.1.6, параметры цепи общей отрицательной обратной связи должны быть таковы, чтобы обеспечивалось либо значение глубины обратной связи $F_{\text{ОБЩ.КГ}}^*$, рассчитанное в параграфе 3.1.5 по формуле (3.85) с точки зрения требуемого уменьшения нелинейных искажений, если оно достаточно и для выполнения приведенных в параграфе 3.1.6 условий (3.92), и (3.95) по частотным искажениям, либо наибольшее значение из трех полученных по формулам (3.85), (3.96) и (3.97) значений глубины обратной связи, если $F_{\text{ОБЩ.КГ}}^*$ из формулы (3.85), достаточное с точки зрения уменьшения $K_{\text{Г}}$, недостаточно для требуемого уменьшения частотных искажений.

Расчетная формула для сквозной глубины общей отрицательной обратной связи, создаваемой с помощью цепочки $R_{\text{Б1}}R_1$ и охватывающей предвыходной и выходной каскады (см. рис. 2.3 и 2.6), получается из основополагающего выражения для сквозной глубины обратной связи $F^* = 1 + \beta K^*$:

$$F_{\text{ОБЩ}}^* = 1 + \beta^* K_{\text{ОБЩ}} = 1 + \frac{R}{R_{\text{Б1}} + R} K_{\text{ОБЩ}}, \tag{3.98}$$

где $\beta^* = U_{\text{мОС}}^* / U_{\text{мВЫХ}} = R / (R_{\text{Б1}} + R)$ — коэффициент передачи напряжения цепи обратной связи от выхода схемы рис. 2.3 (или рис. 2.6) до входа транзистора VT1 ($U_{\text{мОС}}^*$ — напряжение обратной связи на входе транзистора VT1);

$$R = \left(\frac{1}{R_{\text{ВХVT1}}} + \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_{\text{ИСТ}}} \right)^{-1} \text{ — результирующее сопротивление по перемен-$$

ному току между базой транзистора VT1 и общим проводом схемы рис. 2.3 (или рис. 2.6);

$K_{\text{ОБЩ}} = U_{\text{мВЫХ}} / U_{\text{мБ1}}$ — общий коэффициент усиления напряжения предвыходного и выходного каскадов схемы рис. 2.3 (или рис. 2.6).

Если значение глубины общей отрицательной обратной связи, рассчитанное по формуле (3.98) с учетом найденных ранее в параграфе 3.1.4 по формулам (3.73) и (3.74) сопротивлений $R_{Б1}$ и R_1 , будет равно или больше вычисленных по формулам (3.85), (3.96) и (3.97) требуемых значений глубины обратной связи $F_{ОБЩ.КГ}^*$, $F_{ОБЩ.(В)}^*$, $F_{ОБЩ.(Н)}^*$ (что во многих случаях получается), то расчет цепи общей отрицательной обратной связи на этом заканчивают.

Невыполнение же этого условия означает, что значение глубины общей отрицательной обратной связи по переменному напряжению при ранее рассчитанных значениях $R_{Б1}$ и R_1 недостаточно.

В этом случае, как отмечалось в гл. 2 (при описании схемы рис. 2.4), ее исключают с помощью развязывающего фильтра $R_{Б1}''C_{\Phi}$ в цепи общей обратной связи, получаемого заменой резистора $R_{Б1}$ на два резистора $R_{Б1} = R_{Б1}' + R_{Б1}''$, (где $R_{Б1}' \geq (5...10)R_{ВХ.ВТ1}$ и $R_{Б1}'' \geq (5...10)R_{Н}$) с включением конденсатора развязки C_{Φ} (обратная связь по постоянному напряжению при этом остается) и вводят отрицательную общую обратную связь по переменному напряжению с помощью резистора $R_{СВ}$ и конденсатора $C_{Р.СВ}$ (см. рис. 2.4).

Сопротивление резистора $R_{СВ}$ рассчитывают по формуле, аналогичной формуле (3.98), но с заменой $R_{Б1}$ на $R_{СВ}$:

$$F_{ОБЩ}^* = 1 + \frac{R}{R_{СВ} + R} K_{ОБЩ}, \quad (3.99)$$

в которой значение $F_{ОБЩ}^*$ полагают равным наибольшему значению из трех полученных по формулам (3.85), (3.96) и (3.97) значений глубины общей обратной связи.

Емкость же конденсатора $C_{Р.СВ}$ рассчитывается по выражению $(1/\omega_H C_{Р.СВ}) \leq R_{СВ} / (50...100)$, приведенному в гл. 2 при описании схемы рис. 2.4.

3.1.8. Расчет необходимого усиления и количества предварительных каскадов бестрансформаторных усилителей звуковых частот

Как отмечалось в гл. 2, к входу каждой из схем УМЗЧ, представленных на рис. 2.3, 2.6 (или 2.1, 2.2, 2.4, 2.5), подключаются предварительные каскады с резисторно-конденсаторной или гальванической связью, если без них источник сигнала с ЭДС $E_{мИСТ}$ и внутренним сопротивлением $R_{ИСТ}$ не обеспечивает на входе этих схем требуемые значения напряжения и тока сигнала (см., например, рис. 2.7).

Вопрос о необходимости предварительных каскадов решается в следующей последовательности. Сначала находят основные входные данные УМЗЧ: требуемое входное напряжение и входной ток сигнала, а также входное сопротивление и емкость с учетом имеющейся общей отрицательной обратной связи по переменному напряжению, имея в виду, что по способу подачи на вход она па-

раллельная. Эти данные являются исходными для расчета тракта сигнала, предшествующего УМЗЧ.

Потом оценивают входное напряжение и входной ток сигнала, которые может обеспечить источник сигнала при подключении его к входу этих схем.

Затем сравнивают развиваемые источником сигнала значения напряжения и тока сигнала с требуемыми значениями напряжения и тока сигнала на входе схем и по результатам сравнения определяют, нужны или нет предварительные каскады.

Согласно теории параллельной по входу отрицательной обратной связи:

1. Требуемое напряжение сигнала на входе этих схем $U_{mBX1тр\epsilon б}$ при параллельной по входу общей обратной связи будет таким же, как и рассчитанное в параграфе 3.1.3 напряжение сигнала без обратной связи $U_{mБ1}$:

$$U_{mBX1тр\epsilon б} = U_{mБ1} = (u_{Б.МАКС1} - u_{Б.МИН1})/2. \tag{3.100}$$

2. Требуемый ток сигнала на входе этих схем из-за влияния параллельной по входу общей обратной связи $I_{mBX1тр\epsilon б}$ будет больше рассчитанного без обратной связи $I_{mБ1} + I_{mR1}$ на величину тока цепи обратной связи $I_{mOC.R61}$:

$$I_{mBX1тр\epsilon б} = I_{mБ1} + I_{mR1} + I_{mOC.R61}, \tag{3.101}$$

где

$$I_{mБ1} = \frac{U_{mБ1}}{R_{BX.VT1}}, \quad I_{mR1} = \frac{U_{mБ1}}{R_1}, \quad I_{mOC.R61} = \frac{U_{mБ1} + U_{m1БЫХ}}{R_{Б1}}. \tag{3.102}$$

3. Входное сопротивление схем из-за влияния параллельной по входу обратной связи будет меньше, чем без обратной связи:

$$R_{BX1} = \frac{1}{Y_{BX1}} = \frac{1}{Y_{BXVT1} + Y_{R1} + Y_{ocR61}} \tag{3.103}$$

и с учетом найденных в п. 1 и 2 значений $U_{mBX1тр\epsilon б}$ и $I_{mBX1тр\epsilon б}$ может быть рассчитано по выражению

$$R_{BX1} = \frac{U_{mBX1.ТРЕБ}}{I_{mBX1.ТРЕБ}}.$$

4. Входная емкость схемы из-за влияния параллельной по входу ООС будет больше, чем без ООС

$$C_{BX1} = C_{BX.дин1} + C_{ПРОХ.R61}(1 + K_{ОБЩ}), \tag{3.104}$$

где $C_{BX.дин1} = C_{Б'Э.VT1} + C_{Б'К.VT1}(1 + K_{VT1})$ — входная динамическая емкость транзистора VT1;

$C_{Б'Э.VT1} = 1/(2\pi r_{Б'Э} f_{h21э}) = 1/[2\pi r_{Э}(1 + h_{21э})f_{h21э}] = 1/(2\pi r_{Э} f_{ГР})$ — входная статическая емкость VT1;

$r_{\text{э}} = 0,026 / i_{\text{к01}}$ — сопротивление эмиттерного перехода;

$f_{\text{h2lз}}, f_{\text{ГР}}$ — соответственно предельная и граничная частоты VT1 (справочный параметр);

$C_{\text{Б'К.VT1}} \approx C_{\text{К.VT1}}$ — проходная емкость VT1 (справочный параметр);

$K_{\text{VT1}} = U_{\text{мВХ2(3)}} / U_{\text{мБ1}}$ — коэффициент усиления по напряжению каскада на VT1 (3.18);

$C_{\text{ПРОХ.Р61}} \approx 1\text{пФ}$ — проходная емкость резистора $R_{\text{Б1}}$ в схемах рис. 2.3 и 2.6 (или $R_{\text{СВ}}$ в схеме рис. 2.4);

$K_{\text{ОБЩ}} = U_{\text{мВЫХ}} / U_{\text{мБ1}}$ — общий коэффициент усиления напряжения предварительного и выходного каскадов схем УМЗЧ.

Амплитуда тока сигнала $I_{\text{мВХ1}}$ и амплитуда напряжения сигнала $U_{\text{мВХ1}}$, развиваемые источником сигнала на входе этих схем, будут:

$$I_{\text{мВХ1}} = \frac{E_{\text{м.ИСТ}}}{R_{\text{ИСТ}} + R_{\text{ВХ1}}}, \quad (3.105)$$

$$U_{\text{мВХ1}} = I_{\text{мВХ1}} \cdot R_{\text{ВХ1}} = E_{\text{м.ИСТ}} \frac{R_{\text{ВХ1}}}{R_{\text{ИСТ}} + R_{\text{ВХ1}}}. \quad (3.106)$$

Если условия

$$I_{\text{мВХ1}} \geq I_{\text{мВХ1.треб}} \text{ и } U_{\text{мВХ1}} \geq U_{\text{мВХ1.треб}} \quad (3.107)$$

не выполняются, в схемы вводят предварительные каскады с резисторно-конденсаторной или гальванической связью, число которых должно быть достаточным для получения $I_{\text{мВХ1.треб}}$ и $U_{\text{мВХ1.треб}}$.

Необходимые общие коэффициенты усиления по току и по напряжению предварительных каскадов с учетом коэффициента запаса (1,3...1,5) соответственно будут

$$K_{\text{Т.ПРЕДВ.ОБЩ}} = (1,3...1,5) I_{\text{мВХ1.треб}} / I_{\text{мВХ1.предв}}; \quad (3.108)$$

$$K_{\text{ПРЕДВ.ОБЩ}} = (1,3...1,5) U_{\text{мВХ1.треб}} / U_{\text{мВХ1.предв}}. \quad (3.109)$$

Здесь амплитуды входного тока сигнала $I_{\text{мВХ1.предв}}$ и входного напряжения сигнала $U_{\text{мВХ1.предв}}$ определяются выражениями

$$I_{\text{мВХ1.предв}} = E_{\text{м.ИСТ}} / (R_{\text{ИСТ}} + R_{\text{ВХ1.предв}}); \quad (3.110)$$

$$U_{\text{мВХ1.предв}} = I_{\text{мВХ1.предв}} \cdot R_{\text{ВХ1.предв}} = E_{\text{м.ИСТ}} \frac{R_{\text{ВХ1.предв}}}{R_{\text{ИСТ}} + R_{\text{ВХ1.предв}}}, \quad (3.111)$$

где $R_{\text{ВХ1.предв}}$ — входное сопротивление первого предварительного каскада, которое, например, в случае использования в каскаде биполярного транзистора при включении по схеме с общим эмиттером (часто встречающийся вариант) можно принять равным примерно 1 кОм (в случае использования других вариантов численное значение может быть иным).

Дальнейший расчет числа предварительных каскадов может быть выполнен исходя либо из требуемого значения $K_{Т.ПРЕДВ.ОБЩ}$ (3.108), либо из требуемого значения $K_{ПРЕДВ.ОБЩ}$ (3.109).

Если предварительные каскады будут на биполярных транзисторах, то расчет числа предварительных каскадов удобнее вести исходя из требуемого значения $K_{Т.ПРЕДВ.ОБЩ}$. В этом случае на основании полученного из (3.108) значения $K_{Т.ПРЕДВ.ОБЩ}$ и соотношения

$$K_{Т.ПРЕДВ.ОБЩ} = K_{Т1.ПРЕДВ} K_{Т2.ПРЕДВ} \dots K_{Тn.ПРЕДВ}, \tag{3.112}$$

которое в случае каскадов с одинаковыми (или примерно одинаковыми) коэффициентами усиления по току (что может быть при использовании в каскадах с резисторно-конденсаторной или гальванической связью транзисторов с одинаковыми или близкими статическими коэффициентами усиления по току $h_{21э}$ при включении их по схеме с общим эмиттером или общим коллектором) принимает вид

$$K_{Т.ПРЕДВ.ОБЩ} = K_{Т1.ПРЕДВ}^n, \tag{3.113}$$

определяют число предварительных каскадов «n», выбирая по справочнику маломощные транзисторы с подходящими значениями $h_{21э}$ и имея в виду, что в каскадах с резисторно-конденсаторной или гальванической связью при включении транзисторов по схеме с общим эмиттером или общим коллектором имеет место равенство

$$K_{Т1.ПРЕДВ} \approx (0,8 \dots 0,9) h_{21э}. \tag{3.114}$$

Предельная частота $f_{h21э}$ выбираемых транзисторов должна удовлетворять условию $f_{h21э} \geq (2 \dots 4) f_B$.

При последующем полном расчете предварительных каскадов (см. параграф 3.2) выбранные типы маломощных транзисторов проверяются также на выполнение условий:

$$\begin{aligned} P_{К.ДОП.Тс.МАКС} &\geq P_{К.МАКС1}; \\ U_{К.ДОП} &\geq 1,2(2u_{K01}) \approx 1,2E_B; \\ I_{К.ДОП} &\geq 1,4i_{К.МАКС}. \end{aligned}$$

Если в предварительных каскадах будут использоваться полевые транзисторы, которые, как известно, управляются напряжением и характеризуются коэффициентом усиления по напряжению, то расчет числа каскадов придется вести исходя из требуемого значения $K_{ПРЕДВ.ОБЩ}$ (3.109) и S с учетом того, что коэффициент усиления напряжения одного каскада на полевом транзисторе, включенном, например, по схеме с общим источником (чаще всего), определяется выражением

$$K = S_D \cdot R_{C\sim} = \frac{S}{1 + \frac{R_{C\sim}}{R_{\text{ВЫХ.ВТ}}}} R_{C\sim},$$

где

$$R_{C\sim} = \frac{R_C \cdot R_{\text{ВХ.СЛ}}}{R_C + R_{\text{ВХ.СЛ}}}.$$

При этом в каскаде, работающем на малое $R_{\text{ВХ.СЛ}}$ двухкаскадного УМЗЧ, может быть $R_{C\sim} \approx R_{\text{ВХ.СЛ}}$, а в каскаде, работающем на вход следующего предварительного каскада на полевом транзисторе, может быть $R_{C\sim} \approx R_C \approx (1...5) \text{ кОм}$.

В заключение следует отметить, что в качестве предварительных каскадов может быть использована подходящая ИМС, выбираемая по справочнику с соответствующим общим коэффициентом усиления.

3.1.9. Расчет емкостей переходных конденсаторов $C_{\text{Р.ВЫХ}}$ и $C_{\text{Р.ВХ}}$ и блокировочного конденсатора $C_{Э1}$ в УМЗЧ

В соответствии с изложенным в гл. 2 и параграфе 3.1.6, емкости переходных конденсаторов $C_{\text{Р.ВЫХ}}$, $C_{\text{Р.ВХ}}$ и блокировочного конденсатора $C_{Э1}$ должны быть достаточно большими, чтобы они, выполняя свои функции, не вызывали на нижней рабочей частоте f_H сигнала частотные искажения больше допустимых, а переходный конденсатор $C_{\text{Р.ВЫХ}}$, как выполняющий еще и дополнительную роль источника питания нижнего плеча выходного каскада в те полупериоды сигнала, когда нижнее плечо отпирается, а верхнее плечо запирается, кроме того, не вызывал нелинейные искажения из-за уменьшения на нем питающего напряжения, вследствие разряда в эти полупериоды.

С учетом этого емкость $C_{\text{Р.ВЫХ}}$ определяют исходя не только из заданной нормы допустимых частотных искажений, но и из возможных нелинейных искажений.

С точки зрения допустимых частотных искажений на нижней частоте f_H сигнала $M_{\text{Н.СР.ВЫХ}}$ (см. параграф 3.1.6) емкость этого конденсатора должна быть:

$$C_{\text{Р.ВЫХ}} \geq \frac{1}{2\pi \cdot f_H (R_{\text{ВЫХ.ВТ.ОС}} + R_{\text{Н}}) \cdot \sqrt{M_{\text{Н.СР.ВЫХ}}^2 - 1}}, \quad (3.115)$$

где $R_{\text{ВЫХ.ВТ.ОС}}$ — выходное сопротивление транзистора VT2 (в схеме рис. 2.3) или транзистора VT4 (в схеме рис. 2.6) с учетом параллельной по выходу (т. е. по напряжению) местной отрицательной обратной связи в выходном каскаде (из-за включения транзисторов по схеме с общим коллектором) и с учетом параллельной по выходу (т. е. по напряжению) общей отрицательной обратной связи, охватывающей предвыходной и выходной каскады.

Согласно теории обратной связи $R_{\text{ВЫХ.ВТ.ОС}}$ будет значительно меньше выходного сопротивления соответствующего транзистора $R_{\text{ВЫХ.ВТ}}$ без обратной связи и будет определяться выражением

$$R_{\text{ВЫХ.ВТ.ОС}} = \frac{R_{\text{ВЫХ.ВТ.МОС}}}{F_{\text{ОБЩ.ХХ2}}^*} = \frac{R_{\text{ВЫХ.ВТ}} / F_{\text{ОБЩ.ХХ2}}^*}{F_{\text{ОБЩ.ХХ2}}^*} =$$

$$= \frac{R_{\text{ВЫХ.ВТ}}}{\left[1 + (\beta K^*)_{\text{МОС.ХХ2}}\right] \cdot \left[1 + (\beta K^*)_{\text{ОБЩ.ХХ2}}\right]} \quad (3.116)$$

где $R_{\text{ВЫХ.ВТ}}$ — выходное сопротивление соответствующего транзистора без обратной связи, которое принимают равным $R_{\text{ВЫХ.ВТ2}} \approx u_{\text{К.МИН2}} / I_{\text{мК2}}$ в схеме рис. 2.3 или $R_{\text{ВЫХ.ВТ4}} \approx u_{\text{К.МИН4}} / I_{\text{мК4}}$ в схеме рис. 2.6;

$$(\beta k^*)_{\text{МОС.ХХ2}} = (\beta k^*)_{\text{МОС}} \cdot \frac{R_{\text{ВЫХ.ВТ}} + R_{\text{Н}}}{R_{\text{Н}}} \quad (3.117)$$

— петлевое усиление местной отрицательной обратной связи, вычисленное при холостом ходе со стороны выхода схемы;

$$(\beta k^*)_{\text{ОБЩ.ХХ2}} = (\beta k^*)_{\text{ОБЩ}} \cdot \frac{R_{\text{ВЫХ.ВТ.МОС}} + R_{\text{Н}}}{R_{\text{Н}}} \quad (3.118)$$

— петлевое усиление общей отрицательной обратной связи, вычисленное при холостом ходе со стороны выхода, причем с учетом влияния и местной обратной связи.

Фигурирующие в выражениях (3.117) и (3.118) петлевые усиления местной обратной связи $(\beta k^*)_{\text{МОС}}$ и общей обратной связи $(\beta k^*)_{\text{ОБЩ}}$ при заданной нагрузке $R_{\text{Н}}$ вычисляются соответственно через глубины местной и общей обратной связи при заданной нагрузке:

$$(\beta k^*)_{\text{МОС}} = F_{\text{МОС}}^* - 1, \quad (3.119)$$

$$(\beta k^*)_{\text{ОБЩ}} = F_{\text{ОБЩ}}^* - 1, \quad (3.120)$$

где глубина общей обратной связи была вычислена ранее с точки зрения нелинейных и частотных искажений (см. параграфы 3.1.5 и 3.1.6), а глубина обратной связи $F_{\text{МОС}}^*$ находится из выражения

$$F_{\text{МОС}}^* = 1 + (\beta K^*)_{\text{МОС}} = \frac{(1 + K_{\text{Т.ВЫХ}}) \cdot R_{\text{Н}}}{R_{\text{ВЫХ}} + R_{\text{ВХ.ВТ2}}}, \quad (3.121)$$

где $K_{\text{Т.ВЫХ}}$ — коэффициент усиления по току выходного каскада, значение которого в схеме рис. 2.3 находится по выражению $K_{\text{Т.ВЫХ2}} = I_{\text{мК2}} / I_{\text{мБ2}}$, а в схеме рис. 2.6 — по выражению $K_{\text{Т.ВЫХ2-4}} = I_{\text{мК4}} / I_{\text{мБ2}}$;

$R_{\text{BX.VT2}}$ — входное сопротивление транзистора VT2, значение которого для схемы рис. 2.3 определялось в параграфе 3.1, а для схемы рис. 2.6 — в параграфе 3.2;

$R_{\text{ВЫХ1}}$ — выходное сопротивление предвыходного каскада, которое в каждой из схем рис. 2.3 и рис. 2.6 будет определяться выражением

$$R_{\text{ВЫХ1}} = \frac{R_{\text{ВЫХ.VT1}} \cdot R_{\text{K1}}}{R_{\text{ВЫХ.VT1}} + R_{\text{K1}}}, \quad (3.122)$$

которое при условии $R_{\text{K1}} \ll R_{\text{ВЫХ.VT1}}$ (что часто выполняется) принимает вид $R_{\text{ВЫХ1}} \approx R_{\text{K1}}$.

С точки зрения допустимых нелинейных искажений емкость конденсатора $C_{\text{Р.ВЫХ}}$ в схеме рис. 2.3 (или рис. 2.6) должна быть не менее

$$C_{\text{Р.ВЫХ}} \geq \frac{i_{\text{К.МАКС.VT2(или VT4)}}}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{Н}} \cdot \Delta E}, \quad (3.123)$$

где для предупреждения заметных нелинейных искажений изменения напряжения питания ΔE транзистора VT3 (в схеме рис. 2.3) или транзисторов VT3 и VT5 (в схеме рис. 2.6) нижнего плеча за время, равное полупериоду нижней частоты сигнала $f_{\text{Н}}$, не должны превышать

$$\Delta E = (0,1 \dots 0,15) E_{\text{В}} / 2. \quad (3.124)$$

Из двух полученных по формулам (3.115) и (3.123) значений емкостей конденсатора $C_{\text{Р.ВЫХ}}$ выбирается большее.

Емкость конденсатора $C_{\text{Р.ВХ}}$ определяется с точки зрения допустимых частотных искажений на нижней частоте $f_{\text{Н}}$ сигнала $M_{\text{Н.Ср.Вх}}$ (см. параграф 3.1.6):

$$C_{\text{Р.ВХ}} \geq \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{\text{Н}} \cdot (R_{\text{ВЫХ.ПР}} + R_{\text{ВХ1}}) \cdot \sqrt{M_{\text{Н.Ср.Вх}}^2 - 1}}, \quad (3.125)$$

где $R_{\text{ВХ1}}$ — входное сопротивление схемы рис. 2.3 или 2.6 с учетом влияния имеющейся параллельной по входу общей отрицательной обратной связи, которое определялось в параграфе 3.1.8;

$R_{\text{ВЫХ.ПР}}$ — выходное сопротивление тракта, предшествующего входу схем рис. 2.3 и 2.6, которое в зависимости от полученного согласно параграфу 3.1.8 варианта в отношении предварительных каскадов принимается равным либо внутреннему сопротивлению источника сигнала $R_{\text{ИСТ}}$ (если к входу схем рис. 2.3 или 2.6 подключается источник сигнала), либо выходному сопротивлению последнего каскада предварительного усиления $R_{\text{ВЫХ.ПРЕДВ}}$ (если к входу схем рис. 2.3 или 2.6 подключаются предварительные каскады на биполярных или полевых транзисторах), либо выходное сопротивление ИМС (если в качестве предварительных каскадов будет использоваться ИМС).

Емкость блокировочного конденсатора $C_{\text{Э1}}$ находят, исходя из допустимых частотных искажений $M_{\text{Н.СЭ1}}$ (см. параграф 3.1.6) на нижней частоте сигнала $f_{\text{Н}}$:

$$C_{Э1} \geq \frac{1 + h_{21эVT1}}{2 \cdot \pi \cdot f_H \cdot (R'_{ИСТ} + R_{ВХVT1}) \cdot \sqrt{M_{HC31}^2 - 1}}, \quad (3.126)$$

где $R'_{ИСТ} = \frac{R_{ВЫХПР} \cdot R_{Д1}}{R_{ВЫХПР} + R_{Д1}}$ — эквивалентное выходное сопротивление тракта,

предшествующего входу транзистора VT1;

$R_{ВЫХПР}$ — выходное сопротивление тракта, предшествующего входу схем рис. 2.3 и 2.6, которое было определено раньше, при расчете емкости $C_{Р.ВХ}$ (3.125);

$R_{Д1} = R_{Б1} R_1 / (R_{Б1} + R_1)$ — результирующее сопротивление делителя в цепи базы транзистора VT1;

$R_{ВХ.VT1}$ — входное сопротивление транзистора VT1, определяемое выражением (3.52);

$h_{21э.VT1}$ — статический коэффициент усиления по току транзистора VT1.

3.2. Расчет схем предварительных каскадов бестрансформаторных усилителей звуковых частот

3.2.1. Введение

Параграф 3.2 является продолжением параграфа 3.1.8, в котором определялось необходимое усиление и количество предварительных каскадов бестрансформаторных усилителей звуковых частот. В нем приводится примерный порядок расчета возможных вариантов схем предварительных каскадов, упомянутых в параграфе 3.1.8. Это однотактные каскады на биполярных (БТ) или полевых (ПТ) транзисторах, работающие в режиме «А».

Основными исходными данными для расчета любого варианта схемы предварительного каскада являются:

1. Выбранная ранее (в параграфе 3.1.8) марка транзистора и схема его включения.

2. Верхняя f_B и нижняя f_H рабочие частоты каскада.

3. Коэффициенты частотных искажений соответственно на верхних и нижних рабочих частотах M_B и M_H .

4. Амплитуды напряжения и тока сигнала на входе следующего каскада $U_{м.ВХ.СЛ}$ и $I_{м.ВХ.СЛ}$, входное сопротивление и входная емкость следующего каскада $R_{ВХ.СЛ}$ и $C_{ВХ.СЛ}$. Если рассчитываемый предварительный каскад будет подключаться непосредственно к входу УМЗЧ, то это будут найденные в параграфе 3.1.8 значения $U_{м.ВХ.1.ТРЕБ}$ (3.100), $I_{м.ВХ.1.ТРЕБ}$ (3.101), $R_{ВХ.1}$ (3.103) и $C_{ВХ1}$ (3.104). Если же рассчитываемый предварительный каскад будет подключаться к входу следующего предварительного каскада (например, ко входу эмиттерного повторителя перед УМЗЧ, как это показано на рис. 2.7), то это будут входные данные этого следующего предварительного каскада.

5. Напряжение источника питания E_B , выбранное ранее при расчете УМЗЧ.

3.2.2. Расчет предварительного каскада с резисторно-конденсаторной связью на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером

Как отмечалось в параграфе 3.1.8, одной из часто применяемых схем предварительных каскадов является схема с резисторно-конденсаторной связью на биполярном транзисторе (структуры $n-p-n$ или $p-n-p$ в зависимости от полярности источника питания E_B), включенном по схеме с общим эмиттером (ОЭ). На рис. 3.7 приведена принципиальная схема такого каскада на транзисторе структуры $n-p-n$. Это одноконтурный каскад в режиме «А» с фильтром $R_\Phi C_\Phi$, осуществляющим развязку между каскадами по цепям питания и дополнительное сглаживание пульсаций питающего напряжения E_B [1, 2]. Фильтр $R_\Phi C_\Phi$ включается либо в общую питающую цепь каскада (см. на рис. 3.7 $R_\Phi C_\Phi$ сплошными линиями), либо в цепь подачи смещения БТ (см. на рис. 3.7 $R_\Phi C_\Phi$ пунктирными линиями). Вопрос о применении фильтра в общем случае решается с учетом количества инвертирующих и неинвертирующих каскадов и места расположения данного каскада в схеме многокаскадного усилителя, а также с учетом вида источника питания (выпрямитель или химический источник) и запаса питающего напряжения E_B .

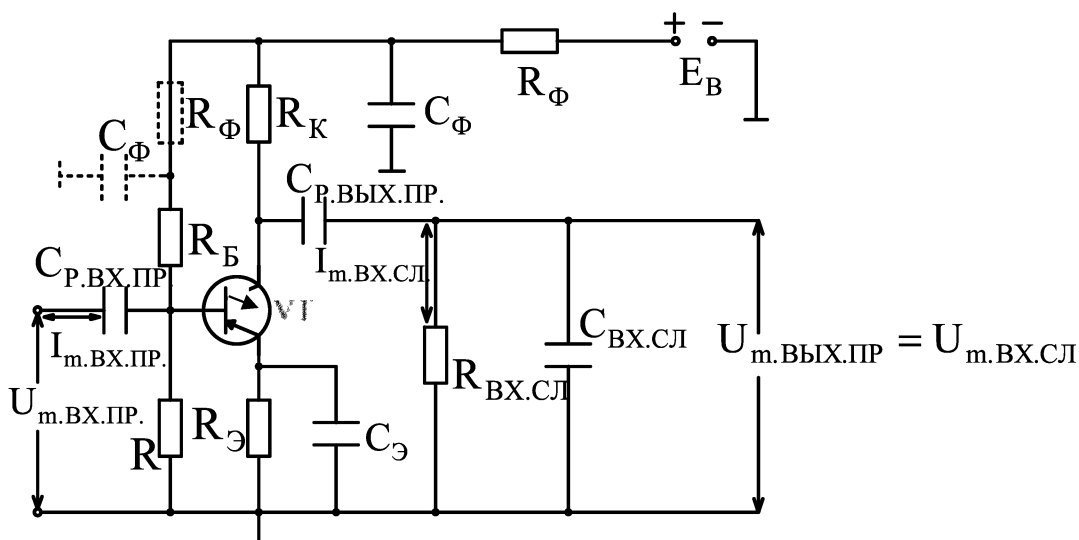


Рисунок 3.7

Напомним [1, 2], что в этой схеме с помощью резисторов R_Φ , R обеспечивается подача смещения в цепь базы транзистора VT, с помощью резистора R_Φ — эмиттерная стабилизация постоянного коллекторного тока VT, основанная на ООС по постоянному току за счет R_Φ , с помощью C_Φ — устранение ООС по переменному току за счет R_Φ , с помощью $C_{Р.ВХ.ПР.}$ и $C_{Р.ВЫХ.ПР.}$ — разделение по постоянному току и связь по переменному току VT с источником сигнала и внешней нагрузкой, а с помощью резистора связи R_Φ — внутренняя нагрузка для VT по постоянному и переменному току.

Рекомендуется следующий порядок расчета схемы рис. 3.7.

1. Расчет начинают с выбора постоянного коллекторного тока i_{K0} и постоянного коллекторного напряжения U_{K0} , постоянного тока базы (тока смещения) i_{B0} и постоянного напряжения на базе относительно эмиттера (напряжения смещения) U_{B0} транзистора VT.

Ток покоя коллектора i_{K0} предварительного каскада должен быть в несколько раз больше амплитуды тока сигнала на входе следующего каскада $I_{m.VX.CЛ} = U_{m.VX.CЛ} / R_{VX.CЛ}$ и в то же время не меньше примерно 1 мА, поскольку при малых значениях постоянного коллекторного тока ухудшаются усиленные и частотные свойства транзисторов:

$$(1,0)мА \leq i_{K0} \leq (1,5...3)I_{m.VX.CЛ} \tag{3.127}$$

Чаще всего значения тока i_{K0} выбирают в пределах 1...5 мА.

Постоянное коллекторное напряжение U_{K0} предварительного каскада должно в несколько раз превышать амплитуду напряжения сигнала $U_{m.VX.CЛ}$ на входе следующего каскада:

$$U_{K0} \geq (1,2...1,3)U_{НАС} + (1,5...3)U_{m.VX.CЛ}, \tag{3.128}$$

где $U_{НАС}$ составляет примерно 1...2 В.

Для этого достаточно взять U_{K0} в пределах 3...5 В. Удобнее всего принять $U_{K0} = 5$ В (типовое значение), поскольку для этого напряжения в справочнике приводятся параметры транзистора.

Ток смещения находится по выражению

$$i_{B0} \approx i_{K0} / h_{21Э}, \tag{3.129}$$

где $h_{21Э} = \sqrt{h_{21Э.МИН} \cdot h_{21Э.МАКС}}$ — средний статический коэффициент усиления тока транзистора, определяемый по справочнику.

Напряжение смещения U_{B0} находится для рассчитанного тока смещения i_{B0} по входной характеристике транзистора, приводимой в справочнике для $U_K = |5|$ В (рис. 3.8).

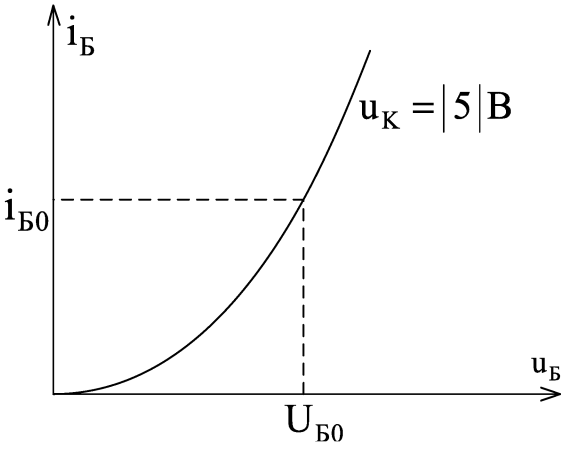


Рисунок 3.8

При отсутствии входных характеристик можно для дальнейших расчетов ориентировочно взять $U_{Б0} \approx 0,5 \text{ В}$, что допустимо для маломощных транзисторов при токе покоя коллектора $i_{К0}$ порядка нескольких мА.

2. Далее нужно найти сопротивление резистора связи R_K . Для этого сначала определяют величину эквивалентного сопротивления $R_{Э.В.}$ выходной цепи каскада, допустимую с точки зрения обеспечения отводимого на выходную цепь значения коэффициента частотных искажений $M_{В.С0.ВЫХ}$ [1, 2]:

$$R_{Э.В.} \leq \frac{\sqrt{M_{В.С0.ВЫХ}^2 - 1}}{2 \cdot \pi \cdot f_B \cdot C_{0.ВЫХ}}, \tag{3.130}$$

где $M_{В.С0.ВЫХ} \approx 1,05...1,1$ — примерное значение коэффициента частотных искажений (в раз), задаваемого на выходную цепь каскада;

$C_{0ВЫХ} = C_{ВЫХ.ВТ} + C_M + C_{ВХ.СЛ}$ — эквивалентная емкость, шунтирующая выходную цепь каскада на верхних частотах;

$C_{ВЫХ.ВТ} \approx C_{К.ВТ}$ — приводимая в справочнике выходная емкость транзистора;

$C_M \approx 5 \text{ пФ}$ — емкость монтажа.

По найденному в (3.130) $R_{Э.В.}$, используя выражение

$$\frac{1}{R_{Э.В.}} = \frac{1}{R_{ВЫХ.ВТ}} + \frac{1}{R_K} + \frac{1}{R_{ВХ.СЛ.}}, \tag{3.131}$$

в котором проводимостью $1/R_{ВЫХ.ВТ}$ можно пренебречь из-за большого $R_{ВЫХ.ВТ}$, рассчитывают допустимое значение R_K :

$$R_K = \frac{R_{Э.В.} \cdot R_{ВХ.СЛ.}}{R_{ВХ.СЛ.} - R_{Э.В.}}. \tag{3.132}$$

Напомним, что $R_{ВЫХ.ВТ}$ определяют по семейству выходных статических характеристик в точке покоя как $R_{ВЫХ.ВТ} = \Delta u_K / \Delta i_K$ при $i_Б = i_{Б0} = \text{const}$ (рис. 3.9).

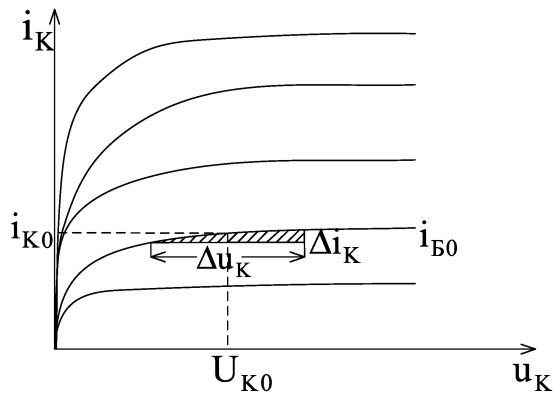


Рисунок 3.9

3. Затем рассчитывают сопротивление резистора эмиттерной стабилизации $R_{Э}$ в цепи эмиттера и сопротивления резисторов делителя смещения R_B , R в цепи базы транзистора VT.

Сопротивление резистора $R_{Э}$ определяют исходя из двух условий:

- 1) из условия обеспечения требуемой стабильности тока i_{K0} ;
- 2) из условия имеющегося запаса питающего напряжения E_B .

При этом имеется в виду, что с увеличением $R_{Э}$ возрастает сквозная глубина ООС по постоянному току F_{Σ}^* и стабильность тока i_{K0} , но увеличиваются потери питающего напряжения $U_{0RЭ} = R_{Э}(i_{K0} + i_{B0})$ на нем [1, 2].

Практически сопротивление $R_{Э}$ рассчитывают по выражению:

$$R_{Э} = \frac{U_{0RЭ}}{i_{K0} + i_{B0}}, \quad (3.133)$$

где выбор напряжения $U_{0RЭ}$ подчиняют выполнению условий 1) и 2).

Для выполнения условия 1) напряжение $U_{0RЭ}$ выбирают по соотношению

$$U_{0RЭ} \gtrsim (0,2 \dots 0,3) U_{K0}, \quad (3.134)$$

в соответствии с которым, как показывают расчеты, $U_{0RЭ}$ оказывается более 1...2 В, а $R_{Э}$ достаточным для обеспечения требуемой сквозной глубины ООС по постоянному току F_{Σ}^* и стабильности тока i_{K0} .

Для выполнения условия 2) выбранное значение $U_{0RЭ}$ должно удовлетворять уравнению Кирхгофа

$$U_{0RЭ} = E_B - U_{K0} - i_{K0} R_K - U_{0RФ}, \quad (3.135)$$

в котором потери питающего напряжения $U_{0RФ}$ на $R_{Ф}$ фильтра $R_{Ф}C_{Ф}$ в общей питающей цепи каскада (см. на рис. 3.7 $R_{Ф}C_{Ф}$ сплошными линиями) обычно берут примерно в пределах

$$U_{0RФ} \lesssim 0,2 E_B. \quad (3.136)$$

Следует отметить, что если запас по напряжению E_B будет большим, то соответственно можно увеличить $U_{0RЭ}$, что позволит увеличить $R_{Э}$ и глубину ООС по постоянному току F_{Σ}^* , и, следовательно, стабильность тока i_{K0} . В случае отсутствия фильтра $R_{Ф}C_{Ф}$ в общей питающей цепи каскада весь запас питающего напряжения отводится на $U_{0RЭ}$, т. е. $U_{0RЭ} = E_B - (U_{K0} + i_{K0} R_K)$.

Сопротивления резисторов делителя смещения в цепи базы транзистора VT находят по выражениям:

$$R_B = \frac{E_B - U_{0RФ} - U_{B0} - U_{0RЭ}}{i_{Д} + i_{B0}}, \quad (3.137)$$

$$R = \frac{U_{B0} + U_{0R3}}{i_D}, \quad (3.138)$$

где i_D — ток делителя смещения, которым задаются в пределах $i_D \approx (5...10)i_{B0}$.

Также отметим, что при большем i_D будут меньше сопротивления R_B, R и больше сквозная глубина ООС по постоянному току F_{\pm}^* , и, следовательно, эффективнее стабилизация тока i_{K0} . Однако нужно сознавать, что при этом делитель R_B, R будет сильнее шунтировать вход транзистора по сигналу, а это уменьшает коэффициент передачи входной цепи каскада.

Сквозная глубина ООС по постоянному току определяется выражением [1, 2]:

$$F_{\pm}^* = 1 + \beta_{\pm} K_{\pm}^* = 1 + (1 + K_T) \frac{R_{\Omega}}{R_D + R_{BX.VT}} \approx 1 + h_{21\Omega} \frac{R_{\Omega}}{R_D + R_{BX.VT}}. \quad (3.139)$$

Проделанные в п. 1...3 расчеты позволяют определить основные параметры каскада по сигналу.

4. Входное сопротивление транзистора VT находят по выражению [2]:

$$R_{BX.VT} = r_{BB'} + r_{\Omega}(1 + h_{21\Omega}) = r_{BB'} + \frac{0,026}{i_{K0}}(1 + h_{21\Omega}), \quad (3.140)$$

где $r_{BB'}$ — сопротивление базы, приводимое в справочнике.

5. Коэффициенты усиления тока каскада по коллекторной цепи K_T и по входу схемы K'_T будут [1, 2]:

$$K_T = K_{T.VT} = \frac{I_{mK}}{I_{mB}} = \frac{h_{21\Omega}}{1 + \frac{R_{K\sim}}{R_{ВЫХ.VT}}} = h_{21\Omega} \frac{R_{\Omega.B.}}{R_{K\sim}}, \quad (3.141)$$

$$K'_T = K_T \cdot \frac{R_{K\sim}}{R_{BX.СЛ}} \quad (3.142)$$

где $R_{K\sim} = (R_K \cdot R_{BX.СЛ.}) / (R_K + R_{BX.СЛ.})$ — сопротивление коллекторной нагрузки транзистора VT по переменному току по (сигналу).

Коэффициент усиления напряжения каскада будет равен коэффициенту усиления напряжения транзистора VT1 [1, 2].

$$K = K_{VT} = K_T \cdot \frac{R_{K\sim}}{R_{BX.VT}} = h_{21\Omega} \frac{R_{\Omega.B.}}{R_{BX.VT}}. \quad (3.143)$$

6. Входное сопротивление каскада с учетом делителя смещения (полное входное сопротивление) будет определяться параллельным соединением входа транзистора VT1 и его делителя смещения R_B, R :

$$R_{\text{ВХ.ПР.}} = \left(\frac{1}{R_{\text{ВХ.ВТ.}}} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{\text{Б.}}} \right)^{-1}. \quad (3.144)$$

7. Входная емкость каскада будет определяться входной динамической емкостью транзистора VT [1, 2]:

$$\begin{aligned} C_{\text{ВХ.ПР.}} &= C_{\text{ВХ.ДИН.ВТ}} = C_{\text{б'Э}} + C_{\text{б'К}}(1+K) = \frac{1}{2\pi \cdot r_{\text{б'Э}} f_{\text{h21Э}}} + C_{\text{б'К}}(1+K) = \\ &= \frac{1}{2\pi \cdot r_{\text{Э}}(1+h_{21Э})f_{\text{h21Э}}} + C_{\text{б'К}}(1+K) = \frac{1}{2\pi \cdot r_{\text{Э}}f_{\text{ГР.}}} + C_{\text{б'К}}(1+K), \end{aligned} \quad (3.145)$$

где $f_{\text{h21Э}}$ и $f_{\text{ГР.}}$ — соответственно предельная и граничная частоты транзистора VT при включении по схеме с ОЭ, приводимые в справочнике;

$r_{\text{б'Э}} = r_{\text{Э}}(1+h_{21Э})$ — пересчитанное к входу транзистора VT сопротивление эмиттерного перехода $r_{\text{Э}}$;

$r_{\text{Э}} = \frac{0,026}{i_{\text{К0}}}$ — сопротивление эмиттерного перехода (эмиттера) транзистора VT;

$C_{\text{б'К}} = C_{\text{К}}$ — емкость коллектора транзистора VT, приводимая в справочнике;

K — коэффициент усиления каскада по напряжению (3.143).

8. Определяется требуемый уровень сигнала на входе каскада.

Амплитуда напряжения сигнала $U_{\text{м.ВХ.ПР.}}$ на входе каскада:

$$U_{\text{м.ВХ.ПР.}} = \frac{U_{\text{м.ВЫХ.ПР.}}}{K}. \quad (3.146)$$

Амплитуда входного тока транзистора VT и амплитуда входного тока всего каскада в целом (с учетом делителя смещения) будут определяться соответственно выражениями:

$$I_{\text{м.ВХ.ВТ}} = \frac{I_{\text{м.ВХ.СЛ.}}}{K_{\text{Т}}} = \frac{U_{\text{м.ВХ.ПР.}}}{R_{\text{ВХ.ВТ}}}; \quad (3.147)$$

$$I_{\text{м.ВХ.ПР.}} = \frac{U_{\text{м.ВХ.ПР.}}}{R_{\text{ВХ.ПР.}}}. \quad (3.148)$$

9. Расчет емкостей конденсаторов $C_{\text{Р.ВЫХ.ПР.}}$ и $C_{\text{Э}}$ каскада производится с точки зрения отводимого (заданного) на каскад коэффициента частотных искажений $M_{\text{Н.ПР}}$ на нижней рабочей частоте, который распределяется поровну на выходную цепь $C_{\text{Р.ВЫХ.ПР.}}$, $R_{\text{ВХ.СЛ.}}$ и эмиттерную цепь $C_{\text{Э}}$, $R_{\text{Э}}$ предварительного каскада:

$$M_{\text{Н.Ср.вых.пр.}} = M_{\text{Н.СЭ.}} = \sqrt{M_{\text{Н.ПР.}}} \quad (\text{в раз}). \quad (3.149)$$

Отметим, что допустимые значения $M_{H.CP.BYX.PP.}$ и $M_{H.C3.}$ в децибелах обычно берутся в пределах (0,5...1,5) дБ.

Согласно [2]:

$$C_{P.BYX.PP.} \geq \frac{1}{2\pi f_H (R_{Э.Н.} + R_{ВХ.СЛ.}) \sqrt{M_{H.CP.BYX.PP.}^2 - 1}}, \quad (3.150)$$

$$C_{Э.} \geq \frac{1}{2\pi f_H R_{Э.}} \sqrt{\frac{(1 + S_{Д.Э.} R_{Э.})^2 - M_{H.C3.}^2}{M_{H.C3.}^2 - 1}}, \quad (3.151)$$

$$\left(\text{или ... } C_{Э.} \geq \frac{1 + K_T}{2\pi f_H (R'_{ИСТ.} + R_{ВХ.ВТ.}) \sqrt{M_{H.C3.}^2 - 1}} \right), \quad (3.152)$$

где $R_{Э.Н.} = \frac{R_{ВЫХ.ВТ.} \cdot R_K}{R_{ВЫХ.ВТ.} + R_K} \approx R_K$ — эквивалентное сопротивление параллельно действующих по переменному току $R_{ВЫХ.ВТ.}$ и R_K , которое берут приблизительно равным R_K (вследствие $R_K \ll R_{ВЫХ.ВТ.}$);

$S_{Д.Э.} = \frac{1 + K_T}{R'_{ИСТ.} + R_{ВХ.ВТ.}}$ — динамическая крутизна характеристики транзистора ВТ по току эмиттера;

Что касается $R'_{ИСТ.}$, то под ним понимается эквивалентное сопротивление на средних частотах тракта, предшествующего транзистору ВТ, которое при работе от источника сигнала $E_{ИСТ.}$, $R_{ИСТ.}$ будет

$$R'_{ИСТ.} = \left(\frac{1}{R_{ИСТ.}} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_B} \right)^{-1},$$

а при работе от предшествующего каскада будет

$$R'_{ИСТ.} = \left(\frac{1}{R_{ВЫХ.ПРЕДШ.}} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_B} \right)^{-1},$$

где $R_{ВЫХ.ПРЕДШ.} = \frac{R_{ВЫХ.ВТ.ПРЕДШ.} \cdot R_{K.ПРЕДШ.}}{R_{ВЫХ.ВТ.ПРЕДШ.} + R_{K.ПРЕДШ.}} \approx R_{K.ПРЕДШ.}$ — при включении

транзистора предшествующего каскада по схеме с ОЭ (или ОБ);

$R_{\text{ВЫХ.ПРЕДШ.}} = R_{\text{ВЫХ.УТ.ПРЕДШ.ООС}}$ — при включении транзистора предшествующего каскада по схеме с ОК (величина очень малая, порядка нескольких десятков Ом).

Следует отметить, что если рассчитываемый предварительный каскад будет работать непосредственно на вход УМЗЧ, то найденная по (3.150) емкость $C_{\text{Р.ВЫХ.ПР.}}$ будет выполнять роль емкости $C_{\text{Р.ВХ.}}$, рассчитанной ранее приближенно по (3.125) при расчете УМЧЗ, т. е. $C_{\text{Р.ВЫХ.ПР.}} \rightarrow C_{\text{Р.ВХ.}}$.

10. В отношении расчета фильтра $R_{\Phi}C_{\Phi}$ предварительного каскада можно сказать следующее.

При включении фильтра $R_{\Phi}C_{\Phi}$ в общую питающую цепь каскада (см. на рис. 3.7 $R_{\Phi}C_{\Phi}$ сплошными линиями) сопротивление R_{Φ} рассчитывают по выражению

$$R_{\Phi} = \frac{U_{0R_{\Phi}}}{i_{K0} + i_{B0} + i_{Д}} . \quad (3.153)$$

Что касается емкости C_{Φ} , то ее рассчитывают либо приближенно по выражению

$$\frac{1}{\omega_{H}C_{\Phi}} = \frac{R_{\Phi}}{(50...100)} , \quad (3.154)$$

либо точнее, с точки зрения обеспечения требуемого коэффициента развязки $\Phi_{\text{Р}}$ и коэффициента дополнительного сглаживания пульсаций $\Phi_{\text{П}}$ [1].

В случае же использования фильтра $R_{\Phi}C_{\Phi}$ в цепи базы транзистора VT (см. на рис. 3.7 $R_{\Phi}C_{\Phi}$ пунктиром) поступают следующим образом. Ранее рассчитанное по выражению (3.137) сопротивление $R_{\text{Б}}$ разделяют на две части $R_{\text{Б}} = R_{\text{Б}}'' + R_{\text{Б}}'$ ($R_{\text{Б}}' = 3R_{\text{Б}}/4$ и $R_{\text{Б}}'' = R_{\text{Б}}/4$), между которыми включают C_{Φ} . При этом $R_{\text{Б}}''$ используют дополнительно в качестве R_{Φ} (т. е. $R_{\Phi} = R_{\text{Б}}''$), а C_{Φ} рассчитывают по (3.154) или по требуемым $\Phi_{\text{Р}}$ и $\Phi_{\text{П}}$ [1].

11. Полученные в результате расчета предварительного каскада (рис. 3.7) входное сопротивление $R_{\text{ВХ.ПР.}}$ (3.144), входная емкость $C_{\text{ВХ.ПР.}}$ (3.145) и амплитуды входного напряжения $U_{\text{м.ВХ.ПР.}}$ (3.146) и входного тока $I_{\text{м.ВХ.ПР.}}$ (3.148) сигнала используются в качестве исходных данных для расчета предшествующего предварительного каскада. При этом емкость $C_{\text{Р.ВХ.ПР.}}$ на рис. 3.7 будет относиться к предыдущему каскаду в качестве его выходной разделительной емкости.

Если предшествующий предварительный каскад будет выполняться также по схеме рис. 3.7, то его расчет выполняется аналогичным образом.

Если же вместо предыдущего предварительного каскада будет источник сигнала, то расчет входной цепи сводится к следующему.

Проверяют, обеспечивает ли источник сигнала $E_{\text{ист.}}$, $R_{\text{ист.}}$ на входе предварительного каскада требуемые амплитуды входного тока $I_{\text{м.ВХ.ПР.}}$ (3.148) и входного напряжения $U_{\text{м.ВХ.ПР.}}$ (3.146) сигнала:

$$\frac{E_{\text{м.ИСТ.}}}{R_{\text{ИСТ.}} + R_{\text{ВХ.ПР.}}} \geq I_{\text{м.ВХ.ПР.}}, \quad (3.155)$$

$$\frac{E_{\text{м.ИСТ.}} R_{\text{ВХ.ПР.}}}{R_{\text{ИСТ.}} + R_{\text{ВХ.ПР.}}} \geq U_{\text{м.ВХ.ПР.}}. \quad (3.156)$$

Потом оценивают коэффициент частотных искажений входной цепи на верхней частоте сигнала [2]:

$$M_{\text{В.С0.ВХ.}} = \sqrt{1 + (\omega_{\text{В}} \cdot C_{0.\text{ВХ.}} \cdot R_{\text{Э.В.ВХ.ПР.}})^2}, \quad (3.157)$$

где $C_{0.\text{ВХ.}} = C_{\text{ВЫХ.ИСТ.}} + C_{\text{М.}} + C_{\text{ВХ.ПР.}}$ — эквивалентная емкость, шунтирующая входную цепь каскада на верхних частотах;

$C_{\text{ВЫХ.ИСТ.}}$ — выходная емкость источника сигнала;

$C_{\text{М.}} \approx 5 \text{ пФ}$ — емкость монтажа;

$C_{\text{ВХ.ПР.}}$ — входная емкость предварительного каскада (3.145);

$R_{\text{Э.В.ВХ.ПР.}} = \frac{R_{\text{ИСТ.}} R_{\text{ВХ.ПР.}}}{R_{\text{ИСТ.}} + R_{\text{ВХ.ПР.}}}$ — эквивалентное сопротивление входной

цепи предварительного каскада на верхних частотах.

Напомним, что примерное значение $M_{\text{В.С0.ВХ.}}$, задаваемое на входную цепь, обычно составляет (1,05...1,1) в размах.

И, наконец, определяют емкость $C_{\text{Р.ВХ.ПР.}}$ с точки зрения отводимого на входную цепь на нижней рабочей частоте коэффициента частотных искажений $M_{\text{Н.Ср.ВХ.ПР.}}$, который обычно берется таким же, как и $M_{\text{Н.Ср.ВЫХ.ПР.}}$:

$$C_{\text{Р.ВХ.ПР.}} \geq \frac{1}{2\pi\tau_{\text{Н}}(R_{\text{ИСТ.}} + R_{\text{ВХ.ПР.}})\sqrt{M_{\text{Н.Ср.ВХ.ПР.}}^2 - 1}}. \quad (3.158)$$

В заключение рассмотрения схемы рис. 3.7 подчеркнем, что если по расчетам в параграфе 3.1.8 предварительный тракт должен состоять из нескольких предварительных каскадов, то все они могут быть выполнены по схеме рис. 3.7 и рассчитаны по вышеизложенной методике.

3.2.3. Расчет предварительного каскада с резисторно-конденсаторной связью на биполярном транзисторе, включенном по схеме с эмиттерной ООС

На практике наряду со схемой рис. 3.7 находит применение ее модификация (рис. 3.10), в которой отсутствует блокировочный конденсатор $C_{\text{Э}}$. В этой схеме за счет $R_{\text{Э}}$ наряду с местной эмиттерной ООС по постоянному току, стабилизирующей постоянный коллекторный ток $i_{\text{К0}}$ транзистора VT , возникает местная эмиттерная ООС по переменному току, последовательная по выходу, т. е. по

току, и последовательная по входу, которая будет уменьшать линейные искажения (частотные и фазовые), нелинейные искажения, собственные помехи и нестабильность усиления, а также увеличивать входное и выходное сопротивления и уменьшать входную динамическую емкость транзистора VT. Именно такой вариант предварительного каскада реализован в схеме рис. 2.7 многокаскадного бестрансформаторного усилителя звуковых частот.

Рисунок 3.10

Поясним кратко порядок расчета схемы рис. 3.10, следуя последовательности расчета ранее рассмотренной схемы рис. 3.7 с подчеркиванием сходства и отличий в расчетах.

2. Расчет $R_{Э.В.}$ и $R_{К.}$ в схеме рис. 3.10 проводится по тем же выражениям (3.130)...(3.132), что и в схеме рис. 3.7, но с учетом того, что последовательная по выходу МОС в схеме рис. 3.10 увеличивает выходное сопротивление транзистора [1, 2]:

3. Расчет эмиттерного сопротивления R_E и сопротивлений делителя смещения R_B , R в схеме рис. 3.10 выполняется так же, как и в схеме рис. 3.7, по выражениям (3.133)...(3.138).

4. Входное сопротивление транзистора VT в схеме рис. 3.10 $R_{ВХ. VT. МОС}$ в результате действия местной последовательной по входу ООС будет больше входного сопротивления транзистора $R_{ВХ. VT}$ (3.140) в схеме рис. 3.7 [1, 2]:

$$R_{ВХ. VT. МОС} = R_{ВХ. VT} \cdot \left[1 + (1 + K_T) \frac{R_{\Theta}}{R_{ВХ. VT}} \right], \tag{3.160}$$

где K_T находится в п. 5.

5. Коэффициенты усиления тока каскада по коллекторной цепи и по выходу схемы K_T и K'_T в схеме рис. 3.10 определяются так же, как и в схеме рис. 3.7, по выражениям (3.141) и (3.142), так как не изменяются последовательной по входу ООС.

Коэффициент усиления напряжения транзистора (и каскада) в схеме рис. 3.10 с учетом последовательной по входу МОС $K_{МОС}$ будет меньше коэффициента усиления напряжения транзистора и каскада K (3.143) в схеме рис. 3.7 без ООС [1, 2]:

$$K_{МОС} = \frac{K}{1 + \left[(1 + K_T) \frac{R_{\Theta}}{R_{ВХ. VT}} \right]}. \tag{3.161}$$

6. При расчете полного входного сопротивления схемы рис. 3.10 с последовательной по входу МОС $R_{ВХ. ПР. МОС}$ можно использовать формулу (3.144), в которую вместо $R_{ВХ. VT}$ нужно подставлять $R_{ВХ. VT. МОС}$ из (3.160):

$$R_{ВХ. ПР. МОС} = \left(\frac{1}{R_{ВХ. VT. МОС}} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_B} \right)^{-1}. \tag{3.162}$$

7. Входная емкость схемы с учетом последовательной по входу ООС будет [1, 2]:

$$C_{ВХ. ПР. МОС} = \frac{C_{ВХ. ПР.}}{1 + (1 + K_T) \frac{R_{\Theta}}{R_{ВХ. VT}}}, \tag{3.163}$$

где $C_{ВХ. ПР.}$ — входная емкость каскада без ООС (3.145).

8. Находится требуемый уровень сигнала на входе схемы рис. 3.10.

Требуемая амплитуда напряжения сигнала на входе схемы рис. 3.10 с учетом последовательной по входу МОС $U_{m. ВХ. ПР. МОС}$ будет:

$$U_{m. ВХ. ПР. МОС} = \frac{U_{m. ВЫХ. ПР.}}{K_{МОС}}. \tag{3.164}$$

Расчет амплитуды входного тока транзистора VT и в целом всей схемы рис. 3.10 выполняется соответственно по формулам:

$$I_{m.BX.VT.} = \frac{I_{m.BX.СЛ.}}{K'_{T.VT}} = \frac{U_{m.BX.ПР.МОС}}{R_{BX.VT.МОС}}; \quad (3.165)$$

$$I_{m.BX.ПР.МОС} = \frac{U_{m.BX.ПР.МОС}}{R_{BX.ПР.МОС}}. \quad (3.166)$$

9. Расчет емкости $C_{P.BYX.ПР.}$ в схеме рис. 3.10 можно выполнить по той же формуле (3.150), что и в схеме рис. 3.7. При этом надо сознавать, что $R_{Э.Н.}$ должно определяться выражением

$$R_{Э.Н.} = \frac{R_{BYX.VT.МОС} \cdot R_K}{R_{BYX.VT.МОС} + R_K} \approx R_K, \quad (3.167)$$

где $R_{BYX.VT.МОС}$ — выходное сопротивление транзистора VT, которое при последовательной по выходу МОС определяется выражением (3.159).

10. Расчет $R_{ФСФ}$ в схеме рис. 3.10 проводится так же, как и в схеме рис. 3.7, по формулам (3.153), (3.154).

11. Полученные в результате расчета каскада рис. 3.10 с местной эмиттерной ООС входное сопротивление $R_{BX.ПР.МОС}$ (3.162), входная емкость $C_{BX.ПР.МОС}$ (3.163) и амплитуды входного напряжения $U_{m.BX.ПР.МОС}$ (3.164) и входного тока $I_{m.BX.ПР.}$ (3.166) сигнала используются в качестве исходных данных для расчета предшествующего предварительного каскада, а при его отсутствии — для расчета входной цепи данного каскада с источником сигнала $E_{ист.}$, $R_{ист.}$. При этом расчет входной цепи проводят по формулам (3.155)...(3.158), в которых вместо $R_{BX.ПР.}$, $I_{m.BX.ПР.}$, $U_{m.BX.ПР.}$ берут соответственно $R_{BX.ПР.МОС}$, $I_{m.BX.ПР.МОС.}$, $U_{m.BX.ПР.МОС.}$.

3.2.4. Расчет предварительного каскада с резисторно-конденсаторной связью на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим коллектором

В параграфе 3.1.8 отмечалось, что в качестве предварительных каскадов наряду с каскадами по схеме с ОЭ (рис. 3.7) и по схеме с местной эмиттерной ООС (схема рис. 3.10) могут применяться каскады по схеме с общим коллектором (ОК), т. е. эмиттерные повторители (ЭП).

Так, например, применение ЭП непосредственно перед входом двухкаскадного УМЗЧ, имеющего малое входное сопротивление из-за параллельной по входу общей ООС (см. схему многокаскадного усилителя звуковых частот на рис. 2.7), может оказаться более целесообразным по сравнению с каскадами с ОЭ, рассмотренными в параграфах 3.2.2 и 3.2.3. Дело в том, что коэффициент

усиления напряжения каскада с ОЭ при работе на малое входное сопротивление УМЗЧ получается очень малым и в этих условиях сквозной коэффициент усиления ЭП может оказаться больше, чем у каскадов с ОЭ (поскольку коэффициент передачи входной цепи у ЭП всегда больше, чем у каскадов с ОЭ). Кроме того, при использовании ЭП будут лучше АЧХ и ФЧХ на верхних частотах вследствие того, что у ЭП очень малые выходное сопротивление и входная емкость [1, 2].

На рис. 3.11 приведена принципиальная схема однотактного ЭП в режиме «А» с фильтром $R_\Phi C_\Phi$, повторяющая схему ЭП перед входом УМЗЧ на рис. 2.7.

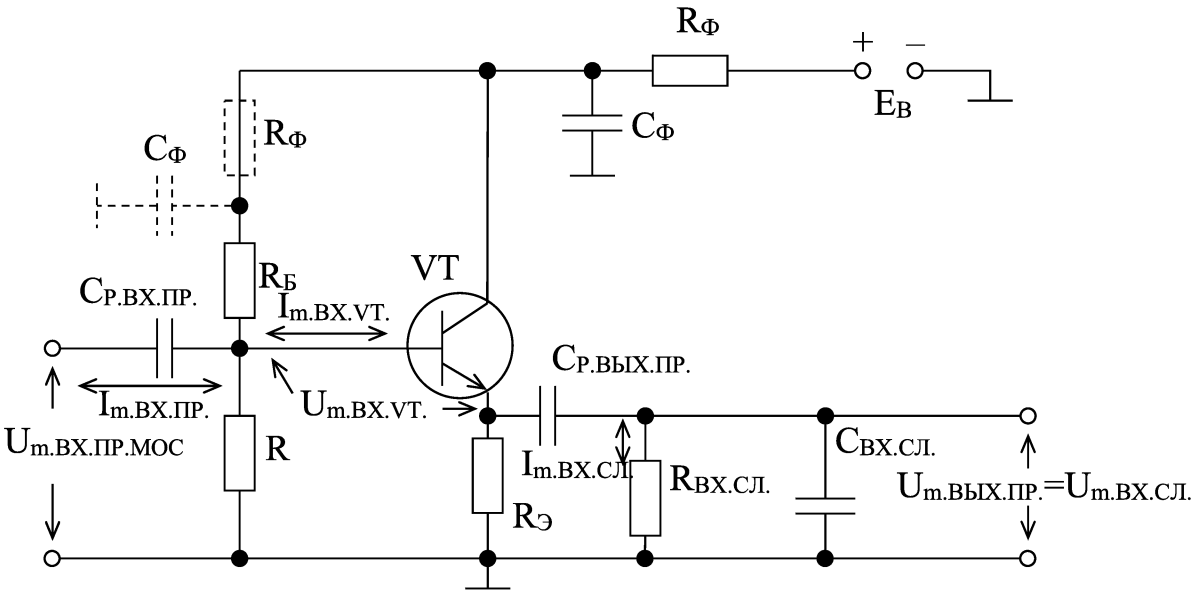


Рисунок 3.11

Здесь, как и в схемах рис. 3.7 и 3.10, резисторы R_B и R служат для обеспечения требуемого смещения в цепи базы транзистора, $C_{P.BX.ПР.}$ и $C_{P.ВЫХ.ПР.}$ — для связи VT с источником сигнала и с внешней нагрузкой по переменному току и разделения их по постоянному току, $R_\Phi C_\Phi$ — для развязки каскадов по цепям питания и дополнительного сглаживания пульсаций питающего напряжения E_B , причем, как и в схеме рис. 3.7 и 3.10, $R_\Phi C_\Phi$ может быть включен или в общую питающую цепь ЭП (см. $R_\Phi C_\Phi$ сплошными линиями) или в цепь базы VT (см. $R_\Phi C_\Phi$ пунктиром).

Что касается резистора R_E , то он в ЭП не только обеспечивает эмиттерную стабилизацию постоянного коллекторного тока, но и является элементом связи (вместе с $C_{P.ВЫХ.ПР.}$) транзистора VT с внешней нагрузкой, т. е. входит в нагрузку VT по переменному току (по сигналу). Поэтому в ЭП его в принципе нельзя шунтировать по переменному току конденсатором большой емкости C_E .

Расчет ЭП проводится в той же последовательности, что и рассмотренные выше схемы рис. 3.7 и 3.10 с ОЭ и с эмиттерной ООС (см. пункты 1...11 в параграфах 3.2.2 и 3.2.3), но он вместе с тем имеет и свои особенности, обусловленные наличием в ЭП стопроцентной ($\beta = 1$) местной ОС, параллельной по выходу (уменьшающей выходное сопротивление VT) и последовательной по входу

(увеличивающей входное сопротивление и уменьшающей входную емкость VT), которая существенно уменьшает частотные и фазовые искажения, нелинейные искажения, собственные помехи и нестабильность усиления [1, 2]. Покажем это по тем же пунктам расчета, что и в параграфах 3.2.2 и 3.2.3.

1. Как и в схемах с ОЭ (рис. 3.7) и с эмиттерной ООС (рис. 3.10), расчет начинают с выбора режима работы VT по питанию — с определения постоянного коллекторного тока i_{K0} , постоянного коллекторного напряжения U_{K0} и тока смещения i_{B0} по соотношениям (3.127)...(3.129).

2. Потом выбирают сопротивление резистора $R_{Э}$.

В общем случае $R_{Э}$ нужно выбирать с двух точек зрения:

— с точки зрения обеспечения отводимого на выходную цепь ЭП значения коэффициента частотных искажений $M_{В.СО.ВЫХ}$ по соотношениям (3.130), (3.131) и (3.132), в которых вместо R_K и $R_{ВЫХ.VT}$ нужно брать с учетом специфики ЭП соответственно эмиттерное сопротивление $R_{Э}$ и выходное сопротивление транзистора VT с учетом параллельной по выходу ООС $R_{ВЫХ.VT.ООС}$ [1, 2];

— с точки зрения обеспечения необходимой стабилизации постоянного коллекторного тока i_{K0} по соотношениям (3.133)...(3.136).

Следует отметить, что в ЭП первая точка зрения не критична в отношении $R_{Э}$, так как из-за очень малого значения выходного сопротивления транзистора с ООС $R_{ВЫХ.VT.ООС}$ частотные искажения выходной цепи ЭП будут пренебрежимо малы ($M_{В.СО.ВЫХ} \approx 1$) и $R_{Э}$ может выбираться в широких пределах, в том числе большим.

Определяющей при выборе $R_{Э}$ в ЭП является вторая точка зрения: окончательно $R_{Э}$ выбирают по соотношениям (3.133)...(3.136), в которых для ЭП будет $i_{K0} \cdot R_K = 0$, так как R_K в ЭП отсутствует.

3. После выбора $R_{Э}$ рассчитывают резисторы делителя смещения R_B и R в цепи базы транзистора VT по соотношениям (3.137) и (3.138), в которых ток делителя i_d выбирают по выражению (3.139), а U_{B0} находят по входной характеристике VT (см. рис. 3.8) или берут приближенно $U_{B0} \approx 0,5$ В, что, как говорилось в параграфе 3.2.2 в п. 3, допустимо для маломощных транзисторов.

4. Рассчитывают входное сопротивление транзистора VT сначала без ООС $R_{ВХ.VT}$ по выражению (3.140), а потом с учетом действующей в ЭП местной последовательной по входу ООС, увеличивающей его [1, 2]:

$$R_{ВХ.VT.МОС.} = R_{ВХ.VT.} \left[1 + (1 + K_T) \frac{R_{Э\sim}}{R_{ВХ.VT.}} \right], \quad (3.168)$$

где $K_{T.VT} = \frac{I_{мК}}{I_{мБ}} = \frac{h_{21Э}}{1 + \frac{R_{Э\sim}}{R_{ВХ.VT.}}}$ — коэффициент усиления по коллекторному то-

ку транзистора VT;

$R_{Э\sim} = (R_{Э} \cdot R_{ВХ.СЛ}) / (R_{Э} + R_{ВХ.СЛ})$ — сопротивление нагрузки VT по переменному току (по сигналу).

5. Коэффициенты усиления тока VT в ЭП по эмиттерной цепи и по выходу ЭП не изменяются последовательной по входу ООС в ЭП и соответственно будут [1, 2]:

$$K_{T.VT} = \frac{I_{mЭ}}{I_{mБ}} = 1 + K_{T.VT} = 1 + \frac{I_{mК}}{I_{mБ}} = 1 + \frac{h_{21Э}}{1 + \frac{R_{Э\sim}}{R_{ВЫХ.VT}}}; \quad (3.169)$$

$$K'_{T.VT} = \frac{I_{m.ВХ.СЛ}}{I_{mБ}} = K_{T.VT} \frac{R_{Э\sim}}{R_{ВХ.СЛ}}. \quad (3.170)$$

Коэффициент усиления напряжения ЭП с учетом местной последовательной по входу ООС будет близким к единице [1, 2]:

$$K_{МОС} = \frac{K_{VT}}{1 + K_{VT}} = \frac{(1 + K_{T.VT}) \frac{R_{Э\sim}}{R_{ВХ.VT}}}{1 + (1 + K_{T.VT}) \frac{R_{Э\sim}}{R_{ВХ.VT}}}, \quad (3.171)$$

где $K_{VT} = (1 + K_{T.VT}) \frac{R_{Э\sim}}{R_{ВХ.VT}}$ — коэффициент усиления напряжения транзистора VT в ЭП.

6. Входное сопротивление ЭП с учетом делителя смещения (полное входное сопротивление ЭП) будет определяться параллельным соединением входного сопротивления транзистора VT с учетом последовательной по входу ООС $R_{ВХ.VT.ООС}$ (3.168) и сопротивлений делителя R , R_B :

$$R_{ВХ.ПР.МОС} = \left(\frac{1}{R_{ВХ.VT.МОС}} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_B} \right)^{-1}. \quad (3.172)$$

7. Входная емкость ЭП с учетом последовательной по входу ООС будет [1, 2]:

$$C_{ВХ.ПР.МОС} = C_{ВХ.VT.МОС} + C_{ПРОХ.VT}, \quad (3.173)$$

где

$$C_{ВХ.VT.МОС} = \frac{C_{ВХ.VT}}{1 + K_{VT}} = \frac{C_{ВХ.VT}}{1 + (1 + K_{T.VT.ЭП}) \frac{R_{Э\sim}}{R_{ВХ.VT}}} \quad (3.174)$$

— входная емкость транзистора VT с учетом последовательной по входу ООС;

$$C_{BX.VT} = C_{B'Э} = \frac{1}{2\pi r_{B'Э} f_{h21Э}} = \frac{1}{2\pi r_{Э} (1 + h_{21Э}) f_{h21Э}} = \frac{1}{2\pi r_{Э} f_{ГР}} \quad (3.175)$$

— входная статическая емкость транзистора VT без учета ООС;

$f_{h21Э}$ и $f_{ГР}$ — соответственно предельная и граничная частоты транзистора VT, приводимые в справочнике;

$$r_{Э} \approx \frac{0,026}{i_{K0}} \text{ — сопротивление эмиттерного перехода;}$$

$C_{ПРОХ.VT} = C_{БК} = C_K$ — проходная емкость транзистора VT, приводимая в справочнике.

8. Рассчитывается требуемый уровень сигнала на входе ЭП. Требуемая амплитуда напряжения сигнала на входе ЭП $U_{m.BX.ПР.МОС}$ с учетом последовательной по входу ООС в ЭП будет

$$U_{m.BX.ПР.МОС} = \frac{U_{m.ВЫХ.ПР.}}{K_{МОС}}. \quad (3.176)$$

Амплитуда тока на входе транзистора VT и амплитуда тока на входе всего ЭП соответственно будут:

$$I_{m.BX.VT.} = \frac{I_{m.ВЫХ.ПР.}}{K'_{T.VT}} = \frac{U_{m.BX.ПР.МОС}}{R_{BX.VT.МОС}}; \quad (3.177)$$

$$I_{m.BX.ПР.} = \frac{U_{m.BX.ПР.МОС}}{R_{BX.ПР.МОС}}. \quad (3.178)$$

9. Далее рассчитывают емкость конденсатора $C_{P.ВЫХ.ПР.}$ с точки зрения отводимого на выходную цепь ЭП коэффициента частотных искажений $M_{H.Cp.ВЫХ.ПР.}$.

$$C_{P.ВЫХ.ПР.} \geq \frac{1}{2\pi f_H (R_{ВЫХ.ЭП.} + R_{ВХ.СЛ.}) \sqrt{M_{H.Cp.ВЫХ.ПР.}^2 - 1}}, \quad (3.179)$$

где $R_{ВЫХ.ЭП.} = \frac{R_{ВЫХ.VT.МОС} \cdot R_{Э}}{R_{ВЫХ.VT.МОС} + R_{Э}}$ — выходное сопротивление ЭП;

$$R_{ВЫХ.VT.МОС} = \frac{R'_{ИСТ} + R_{ВХ.VT}}{1 + h_{21Э}} \text{ — выходное сопротивление транзистора VT}$$

с учетом параллельной по выходу ООС;

$R_{ВХ.VT}$ — входное сопротивление самого транзистора VT (3.140);

$R'_{ист}$ — эквивалентное сопротивление тракта сигнала, предшествующего транзистору VT ЭП, которое при работе ЭП от источника сигнала $E_{ист}$, $R_{ист}$ равно

$$R'_{ист.} = \left(\frac{1}{R_{ист}} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{б.}} \right)^{-1},$$

при работе ЭП от предшествующего каскада

$$R'_{ист.} = \left(\frac{1}{R_{вых.предш}} + \frac{1}{R} + \frac{1}{R_{б.}} \right)^{-1},$$

причем если предшествующий каскад выполнен по схеме рис. 3.7, то

$$R_{вых.предш.} = \frac{R_{к.предш.} \cdot R_{вых.вт.предш.}}{R_{к.предш.} + R_{вых.вт.предш.}} \approx R_{к.предш.},$$

а если предшествующий каскад выполнен по схеме рис. 3.10, то

$$R_{вых.предш.} = \frac{R_{к.предш.} \cdot R_{вых.вт.предш.мос}}{R_{к.предш.} + R_{вых.вт.предш.мос}} \approx R_{к.предш.}.$$

Отметим, что если ЭП будет работать на вход УМЗЧ (как, например, в схеме рис. 2.7), то найденная по (3.179) емкость $C_{р.вых.пр}$ будет выполнять роль емкости $C_{р.вх.}$, найденной раньше в УМЗЧ приближенно по (3.125).

Что касается емкости $C_{р.вх.пр.}$ на входе ЭП, то ее относят к предшествующему тракту (к предшествующему каскаду или к входной цепи ЭП), где и рассчитывают с точки зрения отводимого на эту емкость коэффициента частотных искажений.

10. В отношении фильтра $R_{ф}C_{ф}$ в ЭП поступают так же, как и в схеме рис. 3.7, т. е. руководствуются соотношениями (3.153), (3.154) и сопутствующими им рекомендациями.

11. Полученные в результате расчета ЭП входное сопротивление $R_{вх.пр.мос}$ (3.172), входная емкость $C_{вх.пр.мос}$ (3.173), амплитуда входного напряжения $U_{м.вх.пр.мос}$ (3.176) и амплитуда входного тока $I_{м.вх.пр.}$ (3.178) используются в качестве исходных данных для расчета предшествующего предварительного каскада по схеме рис. 3.7 или по схеме рис. 3.10 (как, например, в схеме рис. 2.7), а при его отсутствии — для расчета входной цепи ЭП с источником сигнала $E_{ист}$, $R_{ист}$ по формулам (3.155)...(3.158), в которых вместо $R_{вх.пр.}$, $I_{м.вх.пр.}$, $U_{м.вх.пр.}$ берут соответственно $R_{вх.пр.мос}$, $I_{м.вх.пр.}$, $U_{м.вх.пр.мос}$.

3.2.5. Расчет предварительных каскадов бестрансформаторных усилителей звуковых частот на полевых транзисторах

Предварительные каскады бестрансформаторных усилителей звуковых частот могут быть выполнены и на полевых транзисторах (ПТ) как с р-п переходом (с каналом п-типа или р-типа), так и с изолированным затвором, с включением ПТ либо по схеме с общим истоком (ОИ), либо по схеме с истоковой ООС, либо по схеме с общим стоком (ОС), т. е. по схеме истокового повторителя (ИП).

Как отмечалось в параграфе 3.1.8, на практике чаще всего применяются каскады по схеме с ОИ, как обеспечивающие наибольшее усиление сигнала, и их модификации — каскады с истоковой ООС.

На рис. 3.12, *а...в* приведены принципиальные схемы простейших предварительных каскадов с резисторно-конденсаторной связью на ПТ с каналом п-типа. Схема рис. 3.12, *а* с ОИ является аналогом схемы рис. 3.7 с ОЭ, схема рис. 3.12, *б* с истоковой ООС является аналогом схемы рис. 3.10 с эмиттерной ООС, а схема рис. 3.12, *в* с общим стоком, т. е. истоковый повторитель является аналогом схемы рис. 3.11 с общим коллектором, т. е. эмиттерного повторителя.

Напомним [1, 2] назначение резисторов и конденсаторов в схемах рис. 3.12, *а...в*. В схемах *а*) и *б*) резистор R_c является элементом связи ПТ с внешней нагрузкой (как и резистор R_k в схемах рис. 3.7 и 3.10), резистор $R_{и}$ обеспечивает получение напряжения смещения $U_{з0} = i_{c0} \cdot R_{и}$ (воздействующего на затвор ПТ через резистор R_3) и истоковую стабилизацию постоянного тока стока i_{c0} ПТ, основанную на ООС по постоянному току. При этом в схеме *а*) конденсатор большой емкости $C_{и}$ шунтирует резистор $R_{и}$ по переменному току, предупреждая возникновение ООС по переменному току (как и $C_э$ в схеме рис. 3.7). Что касается схемы *в*) истокового повторителя, то в ней $R_{и}$ в дополнение к функциям получения напряжения смещения и стабилизации i_{c0} выполняет функцию элемента связи ПТ с внешней нагрузкой (по аналогии с $R_э$ в схеме рис. 3.11 эмиттерного повторителя). Назначение элементов $C_{р.вх.п.р.}$, $C_{р.вых.п.р.}$, $R_{фсф}$ в схемах рис. 3.12, *а...в* на ПТ такое же, как и в их аналогах на БТ (см. пояснения к рис. 3.7, 3.10 и 3.11).

Порядок расчета схем рис. 3.12, *а...в* на ПТ в основном совпадает с порядком расчета их аналогов на БТ, т. е. схем рис. 3.7, 3.10 и 3.11, с той лишь разницей, что ПТ в отличие от БТ работают без входных токов (без токов затвора), имеют большое входное сопротивление, управляются напряжением сигнала и характеризуются коэффициентом усиления только по напряжению. Вследствие большого входного сопротивления ПТ коэффициент передачи входной цепи каскада на ПТ всегда больше (близок к единице) по сравнению с каскадом на БТ, что позволяет получить больший сквозной коэффициент усиления каскада [1, 2].

Покажем кратко особенности расчета схем рис. 3.12, *а, б, в* на ПТ, следуя последовательности расчетов их аналогов на БТ (см. выше пункты расчетов 1...11 для схем рис. 3.7, 3.10 и 3.11).

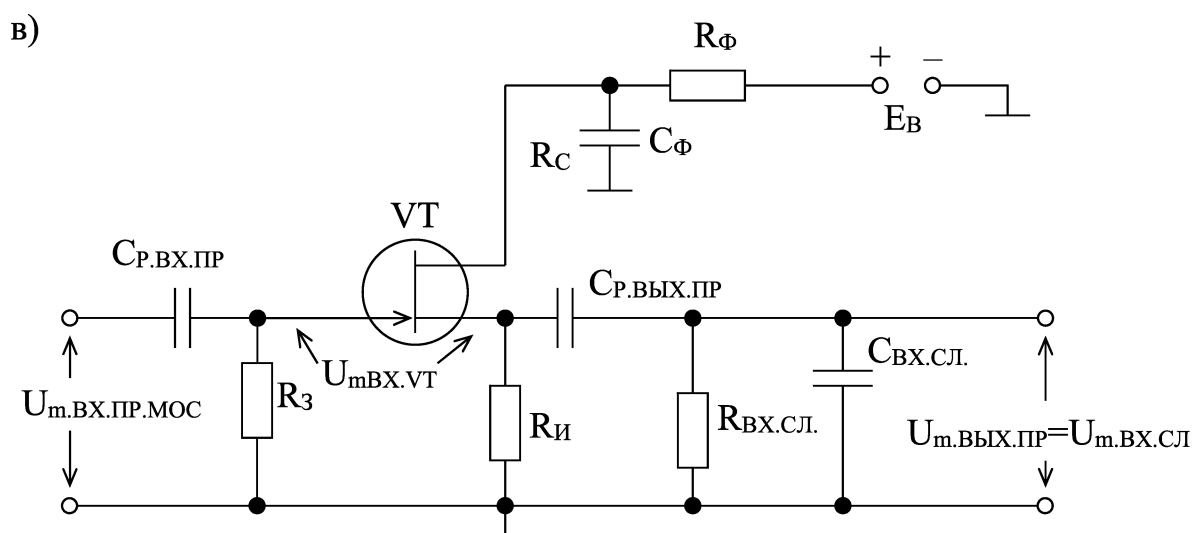
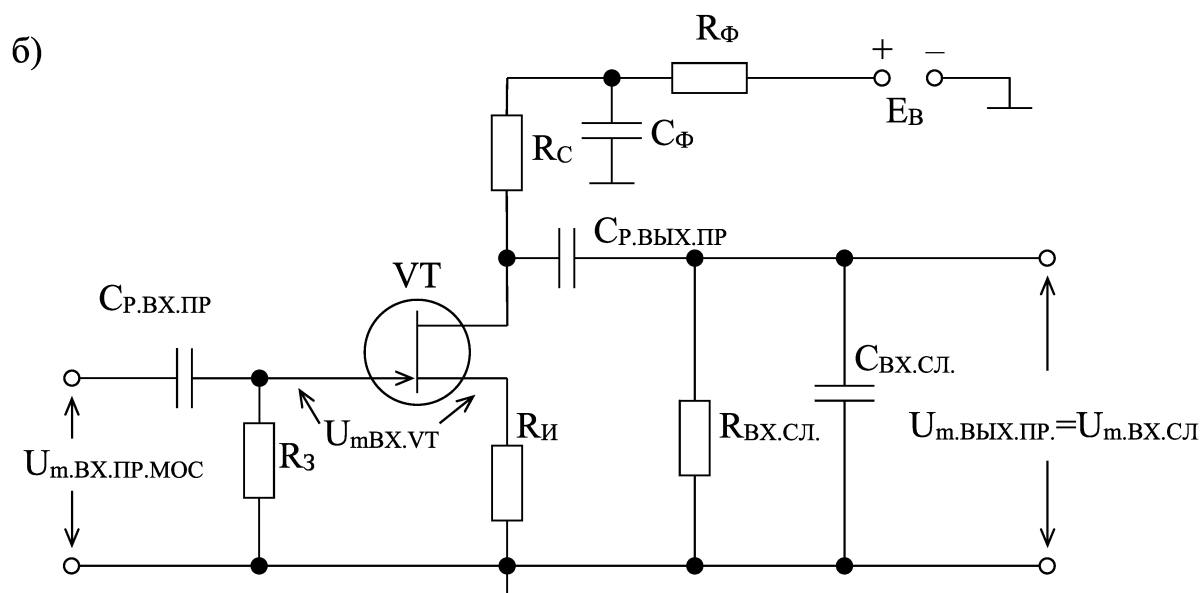
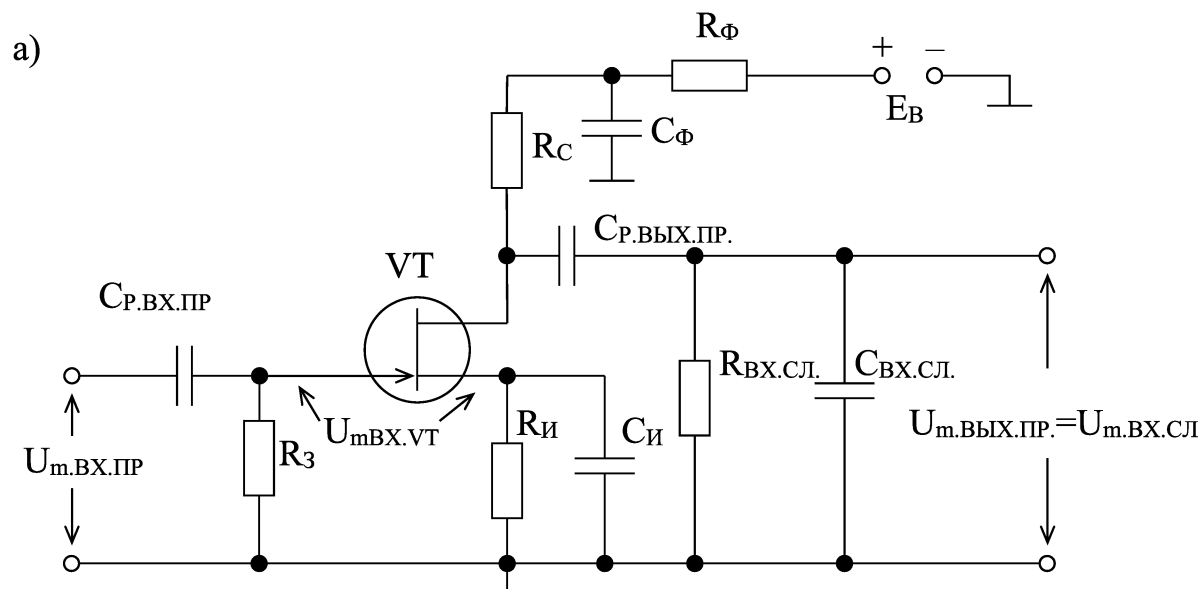


Рисунок 3.12

1. Как и в аналогах на БТ, расчет каждой из схем рис. 3.12, *a...в* начинают с определения режима покоя ПТ — с выбора постоянного тока стока i_{C0} , постоянного стокового напряжения U_{C0} и напряжения смещения U_{30} .

Постоянный ток стока i_{C0} и постоянное стоковое напряжение должны в несколько раз превышать соответственно амплитуду тока сигнала $I_{м.вх.сл.}$ и амплитуду напряжения сигнала $U_{м.вх.сл.}$ на входе следующего каскада. При выборе i_{C0} и U_{C0} можно руководствоваться соотношениями (3.127), (3.128) с заменой в них i_{k0} и U_{k0} на i_{C0} и U_{C0} . Удобнее всего брать приводимые в справочнике типовые значения i_{C0} и U_{C0} , поскольку для них в справочнике даются параметры транзистора.

Что касается напряжения смещения U_{30} , то его либо берут для типовых значений i_{C0} и U_{C0} из справочника (если оно указано), либо определяют для выбранных значений i_{C0} и U_{C0} по семейству выходных статических характеристик ПТ (рис. 3.13). Напомним, что в отличие от БТ тока смещения в цепи затвора нет.

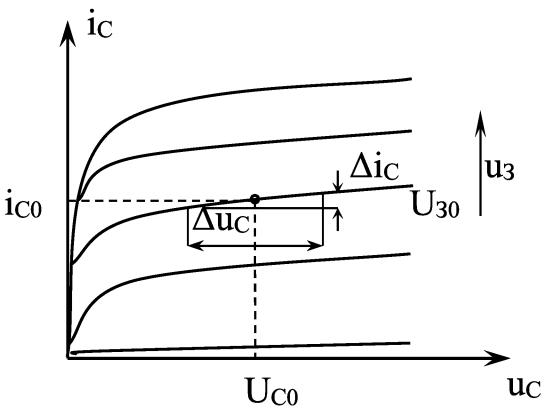


Рисунок 3.13

2. Затем выбирают сопротивление резистора связи ПТ с внешней нагрузкой. В схемах рис. 3.12, *a, б* им является резистор R_C (аналог R_K БТ). Его, как и R_K в схемах рис. 3.7 и 3.10, определяют с точки зрения заданного на выходную цепь каскада коэффициента частотных искажений на верхней рабочей частоте $M_{в.с0.вых}$ по соотношениям (3.130)...(3.132) с заменой в них R_K на R_C . При этом влиянием $R_{вых.вт} = \Delta u_c / \Delta i_c$ при $u_3 = U_{30} = \text{const}$ (рис. 3.13) в схеме рис. 3.12, *a* и тем более $R_{вых.вт.оос}$ (см. дальше) в схеме (рис. 3.12, *б*) обычно пренебрегают ввиду его малости из-за больших значений этих сопротивлений.

Что касается схемы рис. 3.12, *в*, т. е. истокового повторителя, то в ней функции элемента связи ПТ с внешней нагрузкой выполняет резистор $R_{и}$ (аналог $R_{э}$ в ЭП), его сопротивление с точки зрения допустимого $M_{в.с0.вых}$ может быть любым (как и $R_{э}$ в ЭП), поскольку мало влияет на $R_{э.в.}$ (из-за очень малого $R_{вых.вт.оос}$ повторителя), и поэтому рассчитывается по другим критериям (см. следующий пункт).

3. Затем определяют сопротивления $R_{и}$ и R_3 .

В схемах рис. 3.12, *a...в* сопротивление резистора $R_{и}$ рассчитывают из условия получения требуемого напряжения смещения U_{30} :

$$R_{и} = \frac{U_{30}}{i_{с0}}. \quad (3.180)$$

При этом в схемах рис. 3.12, *а...в* за счет $R_{и}$ возникает МОС по постоянно-му току, стабилизирующая ток $i_{с0}$, сквозная глубина которой будет [1, 2]

$$F^*_{=} = 1 + \beta_{=} K^*_{=} = 1 + S_{д=} R_{и}, \quad (3.181)$$

где $S_{д=}$ — динамическая крутизна ПТ по постоянному току.

Кроме этой МОС в схеме рис. 3.12, *б* будет одновременно действовать МОС по переменному току (последовательная по выходу и по входу) со сквозной глубиной [1, 2]

$$F^*_{\sim} = 1 + \beta_{\sim} K^*_{\sim} = 1 + S_{д\sim} R_{и}, \quad (3.182)$$

а в схеме истокового повторителя (рис. 3.12, *в*) — ООС, параллельная по выходу и последовательная по входу, со сквозной глубиной [1, 2]

$$F^*_{\sim} = 1 + S_{д\sim} R_{и}, \quad (3.183)$$

где $S_{д\sim}$ — динамическая крутизна по переменному току;

$$R_{и\sim} = \frac{R_{и} \cdot R_{вх.сл}}{R_{и} + R_{вх.сл}} \text{ — сопротивление нагрузки ПТ в ИП по переменному току.}$$

му току.

ООС по переменному току в схемах рис. 3.12, *б, в* будет уменьшать нелинейные и линейные искажения, собственные помехи, нестабильность усиления, а также уменьшать входную емкость и увеличивать входное сопротивление ПТ, увеличивать $R_{вых.вт}$ (в схеме рис. 3.12, *б*) и уменьшать $R_{вых.вт}$ (в ИП).

Что касается сопротивления резистора R_3 в цепи затвора ПТ, то в каждой из схем рис. 3.12, *а...в* его выбирают очень большим, порядка 1...3 МОм, чтобы свести к минимуму шунтирование входа ПТ по сигналу и обеспечить наибольший коэффициент передачи входной цепи каскада $K_{вх.ц} \rightarrow 1$.

Проделанные в п. п. 1, 2 и 3 расчеты позволяют перейти к расчету основных параметров схем рис. 3.12, *а...в* по сигналу.

4. Большое влияние на основные показатели каскадов оказывает входное сопротивление транзисторов $R_{вх.вт}$. Как известно, у биполярных транзисторов $R_{вх.вт}$ сравнительно небольшое, входит в расчетные формулы большинства показателей каскадов на БТ и поэтому подлежит расчету (см. пункты 4 расчетов схем рис. 3.7, 3.10, 3.11). У полевых же транзисторов $R_{вх.вт}$ очень большое и поэтому при расчетах каскадов на ПТ полагают, что в схеме рис. 3.12, *а* $R_{вх.вт} \rightarrow \infty$, в схеме рис. 3.12, *б* $R_{вх.вт.мос} = R_{вх.вт} (1 + S_{д=} R_{и}) \rightarrow \infty$ и в схеме ИП (рис. 3.12, *в*) $R_{вх.вт.мос} = R_{вх.вт} (1 + S_{д\sim} R_{и\sim}) \rightarrow \infty$.

5. В отличие от схем на БТ, усилительные свойства которых характеризуются коэффициентами усиления по току, напряжению и мощности, схемы на ПТ характеризуются только коэффициентом усиления по напряжению [1, 2].

В схеме рис. 3.12, *а* с ОИ, где нет ООС, он определяется выражением [1, 2]:

$$K = K_{вт} = \frac{U_{м.вх.сл}}{U_{м.вх.вт}} = S_{д\sim} \cdot R_{с\sim}, \quad (3.184)$$

где $S_{д\sim} = S_{д.и} = S_{д.с} = \frac{S_c}{1 + \frac{R_{с\sim}}{R_{в\text{ых.}VT}}}$ — динамическая крутизна ПТ по перемен-

ному истоковому (и стоковому) току;

S_c — статическая крутизна стокового тока в точке покоя;

$R_{с\sim} = \frac{R_c \cdot R_{в\text{х.}СЛ}}{R_c + R_{в\text{х.}СЛ}}$ — сопротивление стоковой нагрузки ПТ по перемен-

ному току.

В схеме рис. 3.12, б с истоковой ООС коэффициент усиления по напряжению будет [1, 2]

$$K_{\text{МОС}} = \frac{U_{\text{м.ВХ.СЛ}}}{U_{\text{м.ВХ.ПР.МОС}}} = \frac{K_{VT}}{1 + S_{д\sim} \cdot R_{и}} \quad (3.185)$$

В схеме ИП (рис. 3.12, в) он равен [1, 2]

$$K_{\text{МОС}} = \frac{U_{\text{м.ВХ.СЛ}}}{U_{\text{м.ВХ.ПР.МОС}}} = \frac{K_{VT}}{1 + S_{д\sim} \cdot R_{и\sim}}, \quad (3.186)$$

где $R_{и\sim} = \frac{R_{и} \cdot R_{в\text{х.}СЛ}}{R_{и} + R_{в\text{х.}СЛ}}$ — сопротивление нагрузки ПТ в ИП по переменному току.

6. Входное сопротивление каскадов рис. 3.12, а...в на ПТ [1, 2], определяемое как параллельное соединение входного сопротивления ПТ (см. п. 5) и сопротивления в цепи затвора R_3 , будет практически равно R_3 , поскольку входное сопротивление ПТ как без ООС, так и с ООС стремится к бесконечности (см. п. 4).

В схеме рис. 3.12, а с ОИ

$$R_{\text{ВХ.ПР}} = \frac{R_3 \cdot R_{\text{ВХ.}VT}}{R_3 + R_{\text{ВХ.}VT}} \approx R_3. \quad (3.187)$$

В схеме рис. 3.12, б с истоковой ООС и в схеме ИП (рис. 3.12, в)

$$R_{\text{ВХ.ПР.МОС}} = \frac{R_3 \cdot R_{\text{ВХ.}VT.\text{МОС}}}{R_3 + R_{\text{ВХ.}VT.\text{МОС}}} \approx R_3. \quad (3.188)$$

7. Входная емкость каскадов на ПТ будет [1, 2]:

— в схеме рис. 3.12, а с ОИ

$$C_{\text{ВХ.ПР}} = C_{\text{ВХ.ДИН.}VT} = C_{\text{ВХ.}VT} + C_{\text{ПР.}VT}(1 + K); \quad (3.189)$$

— в схеме рис. 3.12, б с последовательной по входу истоковой ООС

$$C_{\text{ВХ.ПР.МОС}} = \frac{C_{\text{ВХ.ПР}}}{1 + S_{д\sim} \cdot R_{и}}; \quad (3.190)$$

— в схеме ИП (рис. 3.12, в), где действует стопроцентная ($\beta = 1$) последовательная по входу ООС

$$C_{\text{ВХ.ПР.ИП}} = C_{\text{ВХ.ВТ.МОС}} + C_{\text{ПРОХ.ВТ}} = \frac{C_{\text{ВХ.ВТ}}}{1 + S_{\text{д}\sim} \cdot R_{\text{И}\sim}} C_{\text{ПРОХ.ВТ}}. \quad (3.191)$$

8. Определяется требуемый уровень сигнала на входе схем рис. 3.12, а...в. В отличие от каскадов на БТ здесь речь идет о величине только напряжения сигнала на входе схем.

Амплитуда напряжения сигнала на входе каскадов на ПТ будет:

— в схеме рис. 3.12, а с ОИ

$$U_{\text{м.ВХ.ПР}} = \frac{U_{\text{м.ВЫХ.ПР.}}}{K}, \quad (3.192)$$

где K определяется формулой (3.184);

— в схеме рис. 3.12, б с последовательной по входу истоковой ООС и в схеме ИП (рис. 3.12, в), где действует стопроцентная ($\beta = 1$) последовательная по входу истоковая ООС

$$U_{\text{м.ВХ.ПР.МОС}} = \frac{U_{\text{м.ВЫХ.ПР.}}}{K_{\text{МОС}}}, \quad (3.193)$$

где $K_{\text{МОС}}$ в схеме рис. 3.12, б определяется соотношением (3.185), а в схеме рис. 3.12, в (ИП) — соотношением (3.186).

9. Расчет емкостей конденсаторов $C_{\text{Р.ВЫХ.ПР.}}$ и $C_{\text{И}}$ в схеме рис. 3.12, а и $C_{\text{Р.ВЫХ}}$ в схемах рис. 3.12, б, в выполняется, как и в каскадах на БТ (см. пункты 9 в параграфах 3.2.2...3.2.4), с точки зрения отводимых на них коэффициентов частотных искажений $M_{\text{Н.Ср.ВЫХ.ПР.}}$ и $M_{\text{Н.Сэ}}$ [2].

В схеме рис. 3.12, а на ПТ с ОИ для определения емкостей $C_{\text{Р.ВЫХ.ПР.}}$ и $C_{\text{И}}$ можно использовать формулы соответственно (3.150) и (3.151), приведенные в параграфе 3.2.2 для схемы рис. 3.7 на БТ с ОЭ. Для этого в формуле (3.150)

вместо $R_{\text{Э.Н}} = \frac{R_{\text{К}} \cdot R_{\text{ВЫХ.ВТ}}}{R_{\text{К}} + R_{\text{ВЫХ.ВТ}}} \approx R_{\text{К}}$ берут $R_{\text{Э.Н}} = \frac{R_{\text{С}} \cdot R_{\text{ВЫХ.ВТ}}}{R_{\text{С}} + R_{\text{ВЫХ.ВТ}}} \approx R_{\text{С}}$ (так

как $R_{\text{С}} \ll R_{\text{ВЫХ.ВТ}}$), а в формуле (3.151) вместо $R_{\text{Э}}$ берут $R_{\text{И}}$, а вместо динамической

крутизны БТ $S_{\text{д.э}} = \frac{1 + K_{\text{Т}}}{R'_{\text{ИСТ}} + R_{\text{ВХ.ВТ}}}$ берут динамическую крутизну ПТ

$$S_{\text{д}\sim} = S_{\text{д.И}} = S_{\text{д.С}} = \frac{S_{\text{С}}}{1 + \frac{R_{\text{С}\sim}}{R_{\text{ВЫХ.ВТ}}}}$$

В схеме рис. 3.12, б на ПТ с последовательной по входу истоковой ООС из-за отсутствия конденсатора $C_{\text{И}}$ (как и в схеме рис. 3.10 на БТ с последова-

тельной по входу эмиттерной ООС из-за отсутствия конденсатора C_3) емкость $C_{P.VYX.PR.}$ также можно найти по формуле (3.150), в которой для схемы

рис. 3.12, б берут $R_{Э.Н} = \frac{R_C \cdot R_{VYX.VT.MOC}}{R_C + R_{VYX.VT.MOC}} \approx R_C$ (так как $R_C \ll R_{VYX.VT.OOC}$),

где выходное сопротивление ПТ при последовательной по выходу ООС, согласно [2], равно

$$R_{VYX.VT.MOC} = R_{VYX.VT} (1 + S_{д-} R_{И}). \quad (3.194)$$

В схеме ИП (рис. 3.12, в), где, как и в ЭП (рис. 3.11), действует параллельная по выходу стопроцентная ($\beta = 1$) ООС, снижающая выходное сопротивление ПТ, по аналогии с (3.179) для ЭП емкость $C_{P.VYX.PR.}$ будет

$$C_{P.VYX.PR.} \geq \frac{1}{2\pi f_H (R_{VYX.IП} + R_{BX.CЛ.}) \sqrt{M_{H.CP.VYX.PR.}^2 - 1}}, \quad (3.195)$$

где $R_{VYX.IП} = \frac{R_H \cdot R_{VYX.VT.MOC}}{R_H + R_{VYX.VT.MOC}}$ — выходное сопротивление истокового повторителя;

$R_{VYX.VT.MOC}$ определяется выражением (3.194).

Отметим, что если схемы рис. 3.12, а...в будут работать на вход УМЗЧ, то их емкость $C_{P.VYX.PR.}$ будет выполнять роль емкости $C_{P.VX.}$ найденной ранее приближенно при расчете УМЗЧ по формуле (3.125).

Что касается емкости $C_{P.VX.PR.}$ на входе схем рис. 3.12, а...в, то ее относят к предшествующему тракту (к входной цепи этих схем или к предшествующему каскаду), где и рассчитывают с точки зрения отводимого на нее коэффициента частотных искажений.

10. В отношении фильтра $R_{Ф}C_{Ф}$ в схемах рис. 3.12, а, б, в на ПТ поступают так же, как и в схемах рис. 3.7, 3.10 и 3.11 на БТ, т. е. руководствуются соотношениями (3.153), (3.154) и сопутствующими им рекомендациями.

11. Полученные в результате расчета любой из схем рис. 3.12, а...в входное сопротивление каскада (соответственно $R_{BX.PR}$ (3.187) в схеме рис. 3.12, а или $R_{BX.PR.MOC}$ (3.188) в схемах рис. 3.12, б, в), входная емкость каскада (соответственно $C_{BX.PR}$ (3.189) в схеме рис. 3.12, а или $C_{BX.PR.MOC}$ (3.190) в схеме рис. 3.12, б, или $C_{BX.PR.IП}$ (3.191) в схеме рис. 3.12, в), амплитуда входного напряжения сигнала (соответственно $U_{m.BX.PR}$ (3.192) в схеме рис. 3.12, а или $U_{m.BX.PR.MOC}$ в схемах рис. 3.12, б, в), используются в качестве исходных данных для расчета предшествующего каскада по любой из рассмотренных выше схем, а при его отсутствии — для расчета входной цепи с источником сигнала $E_{ист}$, $R_{ист}$ по выражениям (3.156)...(3.158), в которых для каскадов без ООС берут $R_{BX.PR}$ и $U_{m.BX.PR}$, а для каскадов с ООС — соответственно $R_{BX.PR.MOC}$ и $U_{m.BX.PR.MOC}$.

3.3. Особенности построения и расчета цепи общей ООС многокаскадных бестрансформаторных усилителей звуковых частот с двухкаскадным УМЗЧ

Как отмечалось в главах 1 и 2, заданные нелинейные и частотные искажения, коэффициент усиления и нестабильность напряжения сигнала на выходе усилителя обеспечиваются общей ООС.

В предыдущих главах речь шла об общей параллельной по выходу и по входу ООС в двухкаскадном УМЗЧ.

В многокаскадных бестрансформаторных усилителях звуковых частот кроме общей ООС в двухкаскадном УМЗЧ может потребоваться еще и общая ООС, охватывающая весь усилитель (включая предварительные каскады), глубина которой определяется заданными коэффициентами нелинейных искажений и частотных искажений, коэффициентом усиления и нестабильностью напряжения на выходе усилителя.

Один из возможных схемотехнических вариантов многокаскадного бестрансформаторного усилителя звуковых частот в этом случае приведен на рис. 2.7. Это четырехкаскадный усилитель, содержащий стандартный двухкаскадный УМЗЧ на БТ VT1...VT5 с общей ООС, расчет которого дан в параграфе 3.1.2, и два предварительных каскада, из которых первый выполнен на БТ VT_{пр1} по схеме с местной эмиттерной ООС за счет R_{э.пр.1} (расчет приведен в параграфе 3.2.3), а второй на БТ VT_{пр.2} по схеме ЭП (расчет дан в параграфе 3.2.4).

Здесь, наряду с общей ООС в двухкаскадном УМЗЧ, весь усилитель охвачен общей параллельной по выходу (т. е. по напряжению) и последовательной по входу ООС за счет R_{оос} и R_{э.пр.1} (R_{оос} >> R_{э.пр.1}). При этом, как было отмечено выше, R_{э.пр.1} одновременно вызывает еще и местную последовательную по выходу (т. е. по току) и последовательную по входу ООС в первом каскаде.

Охват общей ООС четырех каскадов вопреки рекомендациям (см. главу 2) охватывать не более трех каскадов (во избежание возможного ухудшения устойчивости работы многокаскадного усилителя) оказалось возможным благодаря применению в качестве одного из двух предварительных каскадов эмиттерного повторителя, который, как известно [1, 2], имеет очень хорошие АЧХ и ФЧХ, не ухудшающие общие АЧХ и ФЧХ всего усилителя и не снижающие тем самым устойчивости его работы.

Подчеркнем, что выбор именно параллельной по выходу, т. е. по напряжению, общей ООС не случаен: такая ООС по выходу оказывается целесообразной вследствие уменьшения ею выходного сопротивления усилителя, что способствует стабилизации выходного напряжения усилителя при изменении сопротивления нагрузки.

С другой стороны выбор именно последовательной по входу общей ООС также не случаен: такая ООС по входу оказывается целесообразной из-за увеличения входного сопротивления усилителя и уменьшения его входной емкости, что увеличивает коэффициент передачи напряжения входной цепи и улучшает ее АЧХ и ФЧХ на верхних частотах.

Всего в схеме рис. 2.7 действует девять обратных связей по сигналу:

— две местные параллельные по выходу (т. е. по напряжению) и последовательные по входу стопроцентные ($\beta = 1$) ООС в выходном двухтактном ЭП, органически присущие эмиттерному повторителю за счет включения R_H в общую эмиттерную цепь транзисторов $VT_2...VT_5$;

— местная ПОС в выходном двухтактном ЭП за счет цепочки RC , облегчающей условия работы транзистора VT_1 ;

— две небольшие по глубине местные ООС в выходном двухтактном ЭП за счет R_{OC4} и R_{OC5} , симметрирующие плечи ЭП по переменному току;

— общая параллельная по выходу (т. е. по напряжению) и параллельная по входу ООС в двухкаскадном УМЗЧ за счет подачи части напряжения сигнала с R_H на базу VT_1 с помощью R_{B1} ;

— местная параллельная по выходу (т. е. по напряжению) и последовательная по входу стопроцентная ООС в предварительном ЭП на $VT_{ПР2}$ за счет $R_{Э-ПР.2}$;

— местная последовательная по выходу (т. е. по току) и последовательная по входу ООС в первом (входном) предварительном каскаде на $VT_{ПР.1}$ за счет $R_{Э.ПР.1}$;

— общая параллельная по выходу (т. е. по напряжению) и последовательная по входу ООС всего усилителя за счет подачи части напряжения сигнала с R_H в эмиттерную цепь БТ $VT_{ПР.1}$ с помощью $R_{ООС}$.

Кроме этих обратных связей по сигналу в схеме рис. 2.7 действуют три ООС по постоянному току для эмиттерной стабилизации постоянных коллекторных токов транзисторов $VT_{ПР.1}$, $VT_{ПР.2}$ и VT_1 в транзисторе:

— $VT_{ПР.1}$ — за счет $R_{Э.ПР.1}$;

— $VT_{ПР.2}$ — за счет $R_{Э.ПР.2}$;

— VT_1 — за счет $R_{Э1}$.

Подчеркнем, что все перечисленные местные обратные связи и общая ООС в УМЗЧ входят в петлю общей ООС по сигналу.

Расчет цепи общей ООС усилителя по сигналу в схеме рис. 2.7 выполняется после расчета всех каскадов усилителя со своими обратными связями и сводится к определению сопротивления $R_{ООС}$ по известной сквозной глубине $F^*_{ОБЩ.УС.}$ этой общей ООС. Ее расчетная формула получается, как и для общей ООС в двухкаскадном УМЗЧ, из основополагающего выражения для сквозной глубины ООС $F^* = 1 + \beta K^*$ [1, 2]. Напомним, что при параллельной по входу общей ООС в УМЗЧ расчетная формула для сквозной глубины описывается выражением (3.98). Для последовательной по входу общей ООС всего усилителя рис. 2.7 она будет иметь вид:

$$\begin{aligned} F^*_{ОБЩ.УС.} &= 1 + \beta_{ОБЩ.УС.} \cdot K^*_{ОБЩ.УС.} = \\ &= 1 + \beta_{ОБЩ.УС.} \cdot K_{ВХ.Ц.VT_{ПР.1}.МОС} \cdot K_{ПР1.МОС} \cdot K_{ПР2.МОС} \cdot K_{ОБЩ.УМЗЧ.ООС}, \end{aligned} \quad (3.196)$$

где коэффициенты передачи напряжения цепи общей ООС $\beta_{ОБЩ.УС.}$ и входной цепи транзистора $VT_{ПР.1}$ с учетом действующей в нем местной ООС $K_{ВХ.Ц.VT_{ПР.1}.ООС}$ и коэффициенты усиления напряжения первого каскада с учетом

местной ООС $K_{\text{ПР1.МОС}}$, второго каскада с учетом местной ООС $K_{\text{ПР2.МОС}}$ и УМЗЧ с учетом его общей ООС рассчитываются в соответствующих параграфах главы 3.

Приведем здесь расчетные выражения для этих коэффициентов передачи и усиления напряжения, пользуясь расчетными формулами соответствующих параграфов главы 3 и учитывая нумерацию элементов каскадов схемы рис. 2.7.

1. Коэффициент передачи напряжения цепи общей ООС всего усилителя рис. 2.7 определяется выражением

$$\beta_{\text{ОБЩ.УС.}} = \frac{U_{\text{ОБЩ.УС.}}}{U_{\text{ВЫХ.УС.}}} = \frac{R_{\text{Э.ПР.1}}}{R_{\text{ООС}} + R_{\text{Э.ПР.1}}}, \tag{3.197}$$

где $R_{\text{Э.ПР.1}}$ — сопротивление в цепи эмиттера БТ $VT_{\text{ПР.1}}$, рассчитываемое по формулам (3.133)...(3.135).

2. Коэффициент передачи напряжения входной цепи транзистора $VT_{\text{ПР.1}}$ первого каскада усилителя рис. 2.7 с учетом действующей в нем местной ООС за счет $R_{\text{Э.ПР.1}}$ определяется выражением

$$K_{\text{ВХ.Ц.}VT_{\text{ПР.1.МОС}}} = \frac{R_{\text{ВХ.}VT_{\text{ПР.1.МОС}}}}{R'_{\text{ИСТ}} + R_{\text{ВХ.}VT_{\text{ПР.1.МОС}}}}, \tag{3.198}$$

где

$$R_{\text{ВХ.}VT_{\text{ПР.1.МОС}}} \approx R_{\text{ВХ.}VT_{\text{ПР.1}}} \left[1 + (1 + h_{21\text{Э.}VT_{\text{ПР.1}}}) \frac{R_{\text{Э.ПР.1}}}{R_{\text{ВХ.}VT_{\text{ПР.1}}}} \right] \tag{3.199}$$

— входное сопротивление БТ $VT_{\text{ПР.1}}$ с учетом местной ООС за счет $R_{\text{Э.ПР.1}}$, согласно (3.160);

$$R_{\text{ВХ.}VT_{\text{ПР.1}}} = r_{\text{ББ'.}VT_{\text{ПР.1}}} + \frac{0,026}{i_{\text{К0.}VT_{\text{ПР.1}}}} (1 + h_{21\text{Э.}VT_{\text{ПР.1}}}) \text{ — согласно (3.140), входное}$$

сопротивление БТ $VT_{\text{ПР.1}}$ без учета местной ООС;

$$R'_{\text{ИСТ.}} = \left(\frac{1}{R_{\text{ВЫХ.ПРЕДШ}}} + \frac{1}{R_{\text{Б.ПР.1}}} + \frac{1}{R_{\text{ПР.1}}} \right)^{-1} \text{ — эквивалентное сопротивление}$$

тракта, предшествующего транзистору $VT_{\text{ПР.1}}$;

$R_{\text{ВЫХ.ПРЕДШ.}}$ — выходное сопротивление предшествующего усилителю тракта, которое при работе от источника сигнала $E_{\text{м.ист.}}$, $R_{\text{ист}}$ будет равно $R_{\text{ист}}$, при работе от предшествующего усилительного каскада на транзисторе по схеме с ОЭ (ОИ) будет приблизительно равно $R_{\text{К(С)}}$, а при работе от предшествующего ЭП (ИП) будет равно выходному сопротивлению ЭП (ИП), которое определено в разделе 3.2.4 (3.2.5).

3. Коэффициент усиления напряжения первого предварительного каскада схемы рис. 2.7 на $VT_{\text{ПР.1}}$ с учетом местной ООС, согласно (3.161), будет

$$K_{\text{ПР.1МOC}} = \frac{K_{\text{VT}_{\text{ПР.1}}}}{F_{\text{MOC.К.3.1}}^*} = \frac{K_{\text{VT}_{\text{ПР.1}}}}{1 + \left[(1 + K_{\text{T.VT}_{\text{ПР.1}}}) \frac{R_{\text{Э.ПР.1}}}{R_{\text{BX.VT}_{\text{ПР.1}}}} \right]} \approx \quad (3.200)$$

$$\approx \frac{K_{\text{VT}_{\text{ПР.1}}}}{1 + \left[(1 + h_{21\text{Э.VT}_{\text{ПР.1}}}) \frac{R_{\text{Э.ПР.1}}}{R_{\text{BX.VT}_{\text{ПР.1}}}} \right]},$$

где $K_{\text{VT}_{\text{ПР.1}}} = K_{\text{T.VT}_{\text{ПР.1}}} \frac{R_{\text{К} \sim \text{VT}_{\text{ПР.1}}}}{R_{\text{BX.VT}_{\text{ПР.1}}}} \approx h_{21\text{Э.VT}_{\text{ПР.1}}} \frac{R_{\text{К} \sim \text{VT}_{\text{ПР.1}}}}{R_{\text{BX.VT}_{\text{ПР.1}}}}$ — согласно (3.143),

коэффициент усиления напряжения каскада на $\text{VT}_{\text{ПР.1}}$ без учета местной ООС;

$$R_{\text{К} \sim \text{VT}_{\text{ПР.1}}} = \frac{R_{\text{К.ПР.1}} \cdot R_{\text{BX.ПР.2.МOC}}}{R_{\text{К.ПР.1}} + R_{\text{BX.ПР.2.МOC}}} \quad \text{— сопротивление коллекторной}$$

нагрузки транзистора $\text{VT}_{\text{ПР.1}}$ по переменному току;

$$R_{\text{BX.ПР.2.МOC}} = \left(\frac{1}{R_{\text{BX.VT}_{\text{ПР.2.МOC}}}} + \frac{1}{R_{\text{Б.ПР.2}}} + \frac{1}{R_{\text{ПР.2}}} \right)^{-1} \quad \text{— согласно (3.172),}$$

входное сопротивление эмиттерного повторителя на БТ $\text{VT}_{\text{ПР.2}}$;

$$R_{\text{BX.VT}_{\text{ПР.2.МOC}}} = R_{\text{BX.VT}_{\text{ПР.2}}} \left[1 + (1 + K_{\text{T.VT}_{\text{ПР.2}}}) \frac{R_{\text{Э} \sim \text{ПР.2}}}{R_{\text{BX.VT}_{\text{ПР.2}}}} \right] \approx$$

$$\approx R_{\text{BX.VT}_{\text{ПР.2}}} \left[1 + (1 + h_{21\text{Э.VT}_{\text{ПР.2}}}) \frac{R_{\text{Э} \sim \text{ПР.2}}}{R_{\text{BX.VT}_{\text{ПР.2}}}} \right] \quad \text{— согласно (3.168), входное сопро-}$$

тивление БТ $\text{VT}_{\text{ПР.2}}$ эмиттерного повторителя с учетом его местной ООС;

$$R_{\text{BX.VT}_{\text{ПР.2}}} = r_{\text{ББ.VT}_{\text{ПР.2}}} + \frac{0,026}{i_{\text{К0.VT}_{\text{ПР.2}}}} (1 + h_{21\text{Э.VT}_{\text{ПР.2}}}) \quad \text{— согласно (3.140), входное}$$

сопротивление самого транзистора $\text{VT}_{\text{ПР.2}}$ эмиттерного повторителя;

$$R_{\text{Э} \sim \text{VT}_{\text{ПР.2}}} = \frac{R_{\text{Э.ПР.2}} \cdot R_{\text{BX.СЛ.}}}{R_{\text{Э.ПР.2}} + R_{\text{BX.СЛ.}}} \quad \text{— сопротивление нагрузки транзисто-}$$

ра $\text{VT}_{\text{ПР.2}}$ эмиттерного повторителя по переменному току.

4. Коэффициент усиления напряжения второго предварительного каскада схемы рис. 2.7 (ЭП на $\text{VT}_{\text{ПР.2}}$) с учетом его местной ООС, согласно (3.171), будет близким к единице:

$$K_{ПР.2.МОС} = \frac{(1 + K_{T.VT_{ПР.2}}) \frac{R_{Э\sim.ПР.2}}{R_{ВХ.VT_{ПР.2}}}}{1 + \left[(1 + K_{T.VT_{ПР.2}}) \frac{R_{Э\sim.ПР.1}}{R_{ВХ.VT_{ПР.2}}} \right]}, \quad (3.201)$$

где $K_{VT_{ПР.2}} = (1 + K_{T.VT_{ПР.2}}) \frac{R_{Э\sim.ПР.2}}{R_{ВХ.VT_{ПР.2}}}$ — коэффициент усиления напряжения

транзистора $VT_{ПР.2}$ в ЭП без учета местной ООС;

В выражении (3.196) для $F^*_{ОБЩ.УС.}$ можно брать $K_{ПР.2.МОС} \approx 1$.

5. Коэффициент усиления напряжения двухкаскадного УМЗЧ со своей общей параллельной по входу ООС определяется отношением заданного напряжения на выходе УМЗЧ $U_{м.ВЫХ}$ к рассчитанному ранее напряжению $U_{м.В1}$ на входе транзистора $VT1$:

$$K_{ОБЩ.УМЗЧ.ООС} = K_{ОБЩ.УМЗЧ} = \frac{U_{м.ВЫХ}}{U_{м.В1}}. \quad (3.202)$$

Расчет сопротивления $R_{ООС}$ ведут в следующем порядке.

1. Из (3.196) находят расчетное выражение для $\beta_{ОБЩ.УС.}$:

$$\beta_{ОБЩ.УС.} = \frac{F^*_{ОБЩ.УС.} - 1}{K_{ВХ.Ц.VT_{ПР.1.МОС}} \cdot K_{ПР.1.МОС} \cdot K_{ПР.2.МОС} \cdot K_{ОБЩ.УМЗЧ.МОС}}. \quad (3.203)$$

2. Подставляют в (3.203) найденное значение $K_{ВХ.Ц.VT_{ПР.1.ООС}}$ из (3.198), $K_{ПР.1.МОС}$ из (3.200), $K_{ПР.2.МОС}$ из (3.201), $K_{ОБЩ.УМЗЧ.ООС}$ из (3.202) и находят значение $\beta_{ОБЩ.УС.}$.

3. Из (3.197) находят расчетное выражение для $R_{ООС}$:

$$R_{ООС} = \frac{R_{Э.ПР.1} (1 - \beta_{ОБЩ.УС.})}{\beta_{ОБЩ.УС.}}, \quad (3.204)$$

4. Подставляя в (3.204) значения $\beta_{ОБЩ.УС.}$ и $R_{Э.ПР.1}$, находят величину $R_{ООС}$.

С учетом последовательной по входу общей и местной ООС входное сопротивление и входная емкость транзистора $VT_{ПР.1}$ схемы рис. 2.7 будут [1, 2]:

$$R_{ВХ.VT_{ПР.1.ООС}} = R_{ВХ.VT_{ПР.1.МОС}} \cdot F^*_{ОБЩ.УС.К.3.1}, \quad (3.205)$$

$$C_{ВХ.VT_{ПР.1.ООС}} = \frac{C_{ВХ.VT_{ПР.1.МОС}}}{F^*_{ОБЩ.УС.К.3.1}}, \quad (3.206)$$

где

$$F^*_{ОБЩ.УС.К.3.1} = 1 + \beta_{ОБЩ.УС.} \cdot K_{ПР.1.МОС} \cdot K_{ПР.2.МОС} \cdot K_{ОБЩ.УМЗЧ.ООС} \quad (3.207)$$

— глубина общей ООС, вычисленная при К. 3. со стороны входа, т. е. при $R'_{ИСТ} \rightarrow 0$ и $K_{ВХ.Ц.VT_{ПР.1.ООС}} \rightarrow 1$;

$\beta_{ОБЩ.УС.}$, $K_{ПР.1.МОС}$, $K_{ПР.2.МОС}$, $K_{ОБЩ.УМЗЧ.ООС}$. — определяются соответственно выражениями (3.197), (3.200)...(3.202);

$R_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПР.1.МОС}}}$ определяется выражением (3.199);

$$C_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПР.1.МОС}}} = \frac{C_{\text{ВХ.ПР.}}}{F^*_{\text{ОБЩ.УС.К.3.1}}} \text{ — входная емкость транзистора } \text{ВТ}_{\text{ПР.1}} \text{ с уче-}$$

том МОС;

$$F^*_{\text{ОБЩ.К.3.1}} = 1 + \left[\left(1 + K_{\text{Т.ВТ}_{\text{ПР.1}}} \right) \frac{R_{\text{Э.ПР1}}}{R_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПР.1}}}} \right] \approx \left[1 + \left(1 + h_{21.\text{Э.ВТ}_{\text{ПР.1}}} \right) \frac{R_{\text{Э.ПР1}}}{R_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПР.1}}}} \right]$$

— глубина МОС, вычисленная при К.З. со стороны входа, т. е. при $R'_{\text{ИСТ}} \rightarrow 0$ и $K_{\text{ВХ.Ц.ВТ}_{\text{ПР.1.К.3.1}}} \rightarrow 1$;

$C_{\text{ВХ.ПР.}}$ — входная емкость транзистора $\text{ВТ}_{\text{ПР.1}}$ без МОС, определяемая выражением (3.145).

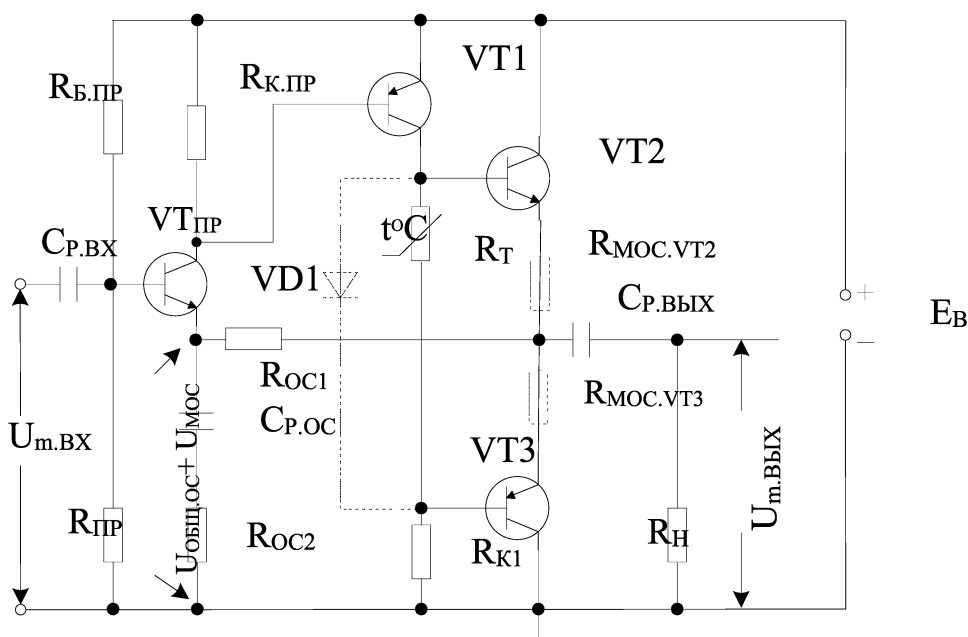
Входное сопротивление схемы рис. 2.7 с учетом последовательных по входу общей и местной ООС $R_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПР.1.ООС}}}$ (3.205) и сопротивлений делителя смещения $R_{\text{ПР.1}}$ $R_{\text{Б.ПР1}}$ в цепи базы транзистора $\text{ВТ}_{\text{ПР.1}}$ будет равно

$$R_{\text{ВХ.УС}} = \left(\frac{1}{R_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПР.1.ООС}}}} + \frac{1}{R_{\text{Б.ПР1}}} + \frac{1}{R_{\text{ПР.1}}} \right)^{-1}.$$

Полученные $R_{\text{ВХ.УС.}}$ и $C_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПР.1.МОС}}}$ используются для расчета входной цепи схемы рис. 2.7 по методике параграфа 3.2.2.

СХЕМОТЕХНИКА ТРЕХКАСКАДНЫХ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫХ УМЗЧ

На рис. 4.1 приведен один из простейших (основополагающих) вариантов схемы трехкаскадного УМЗЧ с одним источником питания, служащий основой для построения более сложных трехкаскадных УМЗЧ. На этой схеме нумерация элементов выходного и предвыходного каскадов принята такой же, как и на ранее рассмотренных двухкаскадных схемах (см., например, схему рис. 2.3), чтобы облегчить сравнение трехкаскадных и двухкаскадных УМЗЧ.



Сигнал с напряжением $U_{м.вх.умзч}$, поступающий на вход схемы рис. 4.1 от источника сигнала $E_{м.ист}$, $R_{ист}$ или от БРПУ (см. рис. 1.1), усиливается сначала предварительным (входным) однотактным каскадом на транзисторе $VT_{пр}$, потом предвыходным однотактным каскадом на транзисторе VT_1 , а затем выходным двухтактным эмиттерным повторителем (ЭП) на транзисторах VT_2 и VT_3 , работающих на внешнюю нагрузку R_H , на которой выделяется усиленный сигнал с напряжением $U_{м.вых.}$

88

конденсатора $C_{p.вых}$. Связь между транзисторами внутри усилителя гальваническая.

Весь усилитель с помощью цепи из R_{oc1} , R_{oc2} и $C_{p.ос}$ охвачен общей ООС, параллельной по выходу, т. е. по напряжению (и по постоянному, и по переменному напряжению), и последовательной по входу. Это видно из рис. 4.1: цепь ООС из R_{oc1} , R_{oc2} и $C_{p.ос}$ на выходе усилителя подключается к точкам «эмиттеры выходных транзисторов VT2, VT3» и «общий провод» (т. е. параллельно выходу усилителя), а на входе усилителя — к эмиттеру входного транзистора VT_{пр}. (т. е. последовательно входу усилителя). Отметим, что такое подключение цепи ООС к транзистору VT_{пр} обуславливает во входном каскаде местную ООС (МОС).

Рассмотрим особенности схемы рис. 4.1 более подробно в сравнении со схемами двухкаскадных УМЗЧ.

Из рис. 4.1. видно, что схема выходного двухтактного ЭП трехкаскадного УМЗЧ полностью повторяет схему выходного двухтактного ЭП рассмотренного ранее двухкаскадного УМЗЧ (рис. 2.3): в ней также используются комплементарные транзисторы VT2 и VT3, работающие в режиме «В» («AB»), которые также соединены последовательно друг с другом по постоянному току (по питанию) и также включены по схеме с ОК и соединены с сопротивлением нагрузки R_H с помощью конденсатора $C_{p.вых}$.

Что касается предвыходного каскада на транзисторе VT1, то он в отличие от двухкаскадных вариантов выполнен на транзисторе другой структуры и без эмиттерного сопротивления для стабилизации постоянного коллекторного тока, а также без делителя смещения в цепи базы VT1. Выбор другой структуры транзистора VT1 и отказ от делителя в цепи базы позволяет более оптимально выполнить необходимую гальваническую связь между транзистором VT_{пр} предварительного каскада и транзистором VT1 предвыходного каскада. А отказ от эмиттерного сопротивления облегчает получение в режиме покоя на коллекторе транзистора VT1 постоянного напряжения $U_{к0.VT1} \approx 0,5 E_B$, позволяющего получить на выходе транзистора VT1 сигнал с максимальной амплитудой $U_{m.вых.VT1} \approx 0,5 E_B$, при котором с учетом близкого к единице коэффициента передачи напряжения выходного двухтактного ЭП обеспечивается максимальная мощность сигнала на выходе усилителя (в нагрузке).

В остальном предвыходной каскад на рис. 4.1 не отличается от предвыходного каскада на рис. 2.3: он также одноконтурный на БТ в режиме «А» с ОЭ (ОЭ по сигналу через источник питания), с сопротивлением гальванической связи в коллекторной цепи R_{K1} и терморезистором R_T или с диодом VD1 (см. пунктир) для смещения и температурной стабилизации постоянных коллекторных токов выходных транзисторов VT2 и VT3. Нагрузкой транзистора VT1 в схеме рис. 4.1, как и в схеме рис. 2.3, является входное сопротивление транзисторов VT2 и VT3, параллельно которым подключены R_{K1} и R_T (или VD1).

Выходной и предвыходной каскады в схеме рис. 4.1 можно рассчитывать по методике, изложенной в главе 3 для схем рис. 2.3, исключая из него расчет эмиттерного сопротивления и делителя смещения.

Главное отличие схемы рис. 4.1 от схем ранее рассмотренных двухкаскадных УМЗЧ состоит в использовании дополнительного (предварительного) каскада на $V_{T_{\text{ПР}}}$ и последовательной по входу (вместо параллельной) общей ООС, охватывающей три каскада (вместо двух).

Предварительный (входной) каскад в схеме рис. 4.1 выполнен на биполярном транзисторе $V_{T_{\text{ПР}}}$ структуры n-p-n в режиме «А» с ОЭ и с гальванической связью со входом транзистора V_{T1} предвыходного каскада, которая осуществляется с помощью резистора $R_{\text{К.ПР}}$. Одновременно с помощью $R_{\text{К.ПР}}$ получается смещение на базе транзистора V_{T1} . Коллекторной нагрузкой транзистора $V_{T_{\text{ПР}}}$ является параллельное соединение резистора связи $R_{\text{К.ПР}}$ и входного сопротивления $R_{\text{ВХ.}V_{T1}}$ транзистора V_{T1} .

Входной каскад на $V_{T_{\text{ПР}}}$ охвачен местной отрицательной обратной связью (МОС), последовательной по выходу, т. е. по току (по переменному и по постоянному току), и последовательной по входу. Как было отмечено выше, она обусловлена последовательным подключением цепи общей ООС к входному транзистору $V_{T_{\text{ПР}}}$ (к его эмиттеру), т. е. последовательной по входу общей ООС. Местная ООС по переменному току (по сигналу) возникает вследствие протекания переменного выходного (эмиттерного) тока транзистора $V_{T_{\text{ПР}}}$ через результирующее сопротивление между точками «эмиттер $V_{T_{\text{ПР}}}$ » и «общий провод», что вызывает появление на этом сопротивлении напряжения ООС по сигналу, воздействующему на вход транзистора $V_{T_{\text{ПР}}}$. Результирующее сопротивление между точками «эмиттер $V_{T_{\text{ПР}}}$ » и «общий провод» практически определяется сопротивлением $R_{\text{ОС2}}$, так как, с одной стороны, емкость конденсатора $C_{\text{Р.ОС}}$ выбирается достаточно большой, чтобы его сопротивление для переменного тока было по крайней мере в 50...100 раз меньше $R_{\text{ОС2}}$ даже на нижней рабочей частоте $f_{\text{Н}}$:

$$\frac{1}{\omega_{\text{Н}} C_{\text{Р.ОС}}} \leq \frac{R_{\text{ОС2}}}{50...100}, \quad (4.1)$$

а с другой стороны, сопротивление $R_{\text{ОС2}}$, как правило, берется во много раз меньше сопротивления $R_{\text{ОС1}}$ ($R_{\text{ОС2}} \ll R_{\text{ОС1}}$).

Эту местную ООС по переменному току можно считать практически частотно-независимой в рабочей полосе частот. Она уменьшает сквозной коэффициент усиления, коэффициент усиления по напряжению, линейные (частотные и фазовые) и нелинейные искажения, собственные помехи и нестабильность усиления входного каскада, а также увеличивает входное и выходное сопротивления транзистора $V_{T_{\text{ПР}}}$ и уменьшает его входную емкость.

Сквозной коэффициент усиления входного каскада с учетом местной ООС определяется выражением [1, 2]

$$K^*_{\text{ПРМОС}} = \frac{K_{\text{ПР}}}{F^*_{\text{МОС}}}, \quad (4.2)$$

где

$$F^*_{\text{МОС}} = 1 + \beta_{\text{МОС}} K^*_{\text{ПР}} = 1 + \beta_{\text{МОС}} K_{\text{ВХ.Ц.ВТ}_{\text{ПР}}} \cdot K_{\text{ВТ}_{\text{ПР}}} =$$

$$= 1 + (1 + K_{\text{Т.ВТ}_{\text{ПР}}}) \frac{R_{\text{ОС2}}}{R'_{\text{ИСТ}} + R_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПР}}}} \quad (4.3)$$

— является сквозной глубиной местной ООС;

$$R'_{\text{ИСТ}} = \left(\frac{1}{R_{\text{ВЫХ.ПРЕДШ}}} + \frac{1}{R_{\text{Б.ПР}}} + \frac{1}{R_{\text{ПР}}} \right)^{-1}$$

— эквивалентное сопротивление тракта, предшествующего транзистору $\text{ВТ}_{\text{ПР}}$;

$R_{\text{ВЫХ.ПРЕДШ}}$ — сопротивление тракта, предшествующего УМЗЧ, которое при работе от источника сигнала равно $R_{\text{ИСТ}}$, а при работе от БРПУ равно $R_{\text{ВЫХ.БРПУ}}$;

$$\beta_{\text{МОС}} = \frac{U_{\text{МОС}}}{U_{\text{ВЫХ.ВТ}_{\text{ПР}}}} = \frac{(1 + K_{\text{Т.ВТ}_{\text{ПР}}}) R_{\text{ОС2}}}{K_{\text{Т.ВТ}_{\text{ПР}}} R_{\text{К~ПР}} + (1 + K_{\text{Т.ВТ}_{\text{ПР}}}) R_{\text{ОС2}}} \approx \frac{R_{\text{ОС2}}}{R_{\text{К~ПР}}} \quad (4.4)$$

— коэффициент передачи напряжения сигнала по цепи местной ООС;

$$K_{\text{ВТ}_{\text{ПР}}} = \frac{U_{\text{ВЫХ.ВТ}_{\text{ПР}}}}{U_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПР}}}} = \frac{K_{\text{Т.ВТ}_{\text{ПР}}} R_{\text{К~ПР}} + (1 + K_{\text{Т.ВТ}_{\text{ПР}}}) R_{\text{ОС2}}}{R_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПР}}}} \approx$$

$$\approx K_{\text{Т.ВТ}_{\text{ПР}}} \frac{R_{\text{К~ПР}} + R_{\text{ОС2}}}{R_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПР}}}} \quad (4.5)$$

— коэффициент усиления напряжения транзистора $\text{ВТ}_{\text{ПР}}$;

$$K_{\text{ВХ.Ц.ВТ}_{\text{ПР}}} = \frac{U_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПР}}}}{E'_{\text{ИСТ}}} = \frac{R_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПР}}}}{R_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПР}}} + R'_{\text{ИСТ}}} \quad (4.6)$$

— коэффициент передачи входной цепи транзистора $\text{ВТ}_{\text{ПР}}$;

$$R_{\text{К~ПР}} = \frac{R_{\text{К.ПР}} \cdot R_{\text{ВХ.ВТ1}}}{R_{\text{К.ПР}} + R_{\text{ВХ.ВТ1}}}$$

— сопротивление коллекторной нагрузки $\text{ВТ}_{\text{ПР}}$ по переменному току.

Коэффициент усиления напряжения транзистора $\text{ВТ}_{\text{ПР}}$ с учетом последовательной по входу местной ООС будет [1, 2]

$$K_{\text{ВТ}_{\text{ПР}}\text{МОС}} = \frac{K_{\text{ВТ}_{\text{ПР}}}}{F^*_{\text{МОС.3.1}}}, \quad (4.7)$$

где

$$F_{\text{МОС.К.3.1}}^* = 1 + \beta_{\text{МОС}} \cdot K_{\text{ВХ.Ц.ВТ}_{\text{ПР.К.3.1}}} \cdot K_{\text{ВТ}_{\text{ПР}}} = 1 + \beta_{\text{МОС}} \cdot K_{\text{ВТ}_{\text{ПР}}} =$$

$$= 1 + (1 + K_{\text{Т.ВТ}_{\text{ПР}}}) \frac{R_{\text{ОС2}}}{R_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПР}}}} \quad (4.8)$$

— глубина местной ООС, вычисленная при К. 3. со стороны входа, т. е. при $R'_{\text{ИСТ}} \rightarrow 0$ и $K_{\text{ВХ.Ц.ВТ}_{\text{ПР.1.К.3.1}}} \rightarrow 1$;

$K_{\text{ВТ}_{\text{ПР}}}$ — коэффициент усиления напряжения транзистора $\text{ВТ}_{\text{ПР}}$ (без учета МОС).

Коэффициенты усиления тока входного каскада по коллекторной цепи и по выходу каскада с последовательной по входу МОС $K_{\text{Т.ВТ}_{\text{ПРМОС}}}$ будут такими же, как и без МОС $K_{\text{Т.ВТ}_{\text{ПР}}}$, $K'_{\text{Т.ВТ}_{\text{ПР}}}$, и определяются выражениями (3.141) и (3.142).

Входное сопротивление и входная емкость транзистора $\text{ВТ}_{\text{ПР}}$ с учетом последовательной по входу местной ООС будут [1, 2]:

$$R_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПРМОС}}} = R_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПР}}} \cdot F_{\text{МОС.К.3.1}}^*, \quad (4.9)$$

$$C_{\text{ВХ.ВТ}_{\text{ПРМОС}}} = \frac{C_{\text{ВХ.ПР}}}{F_{\text{МОС.К.3.1}}^*}, \quad (4.10)$$

где: $F_{\text{МОС.К.3.1}}^*$ определяется выражением (4.8);

$C_{\text{ВХ.ПР}}$ — входная емкость транзистора $\text{ВТ}_{\text{ПР}}$ без МОС, определяемая выражением (3.145).

Выходное сопротивление транзистора $\text{ВТ}_{\text{ПР}}$ с учетом последовательной по выходу МОС $R_{\text{ВЫХ.ВТ}_{\text{ПРМОС}}}$ будет определяться формулой (3.159).

Наряду с МОС по переменному току (по сигналу) во входном каскаде действует и МОС по постоянному току. Она возникает за счет протекания постоянного эмиттерного тока $i_{\text{Э0ВТ}_{\text{ПР}}} = i_{\text{К0ВТ}_{\text{ПР}}} + i_{\text{Б0ВТ}_{\text{ПР}}}$ транзистора $\text{ВТ}_{\text{ПР}}$ через $R_{\text{ОС1}}$ и транзистор ВТ3 выходного каскада. МОС по постоянному току стабилизирует ток $i_{\text{К0ВТ}_{\text{ПР}}}$ (эмиттерная стабилизация). Следует отметить, что протекание тока $i_{\text{Э0ВТ}_{\text{ПР}}}$ через транзистор ВТ3 вызывает некоторую асимметрию плеч выходного двухтактного ЭП по постоянному току: ток покоя ВТ3 несколько больше тока покоя ВТ2 . Это является некоторым недостатком схемы рис. 4.1. Заметим, что частично этот недостаток устраняется симметрированием плеч выходного каскада по переменному току: в эмиттерные цепи транзисторов ВТ2 и ВТ3 включают очень небольшие (порядка десятых долей Ома) сопротивления местной ООС $R_{\text{МОС.ВТ2}}$ и $R_{\text{МОС.ВТ3}}$ (см. пунктир на рис. 4.1). Одновременно эти сопротивления ограничивают токи транзисторов ВТ2 и ВТ3 при перегрузках выходного каскада (например, при случайном коротком замыкании во внешней нагрузке).

Перейдем к рассмотрению общей ООС в схеме рис. 4.1.

Как отмечалось выше, общая ООС является параллельной по выходу усилителя, т. е. по напряжению (по постоянному и переменному напряжению), и последовательной по входу.

Общая ООС по постоянному напряжению вводится последовательно в эмиттерную цепь $\text{ВТ}_{\text{ПР}}$ с помощью $R_{\text{ОС1}}$. Эта ООС осуществляет стабилизацию

постоянных коллекторных напряжений $U_{K02} = U_{K03} = 0,5 E_B$ выходных транзисторов VT2 и VT3. В случае изменений U_{K02} и U_{K03} эти изменения передаются через R_{OC1} на вход VT_{ПР} и через гальванические связи входного и предвыходного каскадов на базы VT2 и VT3, противодействуя изменениям U_{K02} и U_{K03} .

Общая ООС по переменному напряжению вводится последовательно в эмиттерную цепь VT_{ПР} с помощью делителя напряжения ООС из R_{OC1} , $C_{P.OC}$ и R_{OC2} . Она считается частото-независимой в рабочей полосе частот, так как сопротивление большой емкости $C_{P.OC}$ в рабочей полосе частот пренебрежимо мало.

Коэффициент передачи напряжения цепи общей ООС по переменному напряжению определяется делителем из R_{OC1} и R_{OC2} :

$$\beta_{\text{ОБЩ.УС}} = \frac{U_{\text{ОБЩ.ООС}}}{U_{\text{ВЫХ.УС}}} = \frac{R_{OC2}}{R_{OC1} + R_{OC2}}. \quad (4.11)$$

Выражение для сквозной глубины общей ООС по переменному напряжению получается, как и для общей ООС в четырехкаскадном усилителе рис. 2.7 (см. параграф 3.3), из основополагающего выражения для сквозной глубины ООС $F^* = 1 + \beta K^*$ [1, 2]:

$$\begin{aligned} F^*_{\text{ОБЩ.УС}} &= 1 + \beta_{\text{ОБЩ.УС}} \cdot K^*_{\text{ОБЩ.УС}} = \\ &= 1 + \beta_{\text{ОБЩ.УС}} \cdot K_{\text{ВХ.Ц. VT}_{\text{ПР.МОС}}} \cdot K_{\text{VT}_{\text{ПР.МОС}}} \cdot K_{\text{VT1}} \cdot K_{\text{ЭП}}, \end{aligned} \quad (4.12)$$

где $\beta_{\text{ОБЩ.УС}}$ определяется выражением (4.11), а $K_{\text{VT}_{\text{ПР.МОС}}}$ — выражением (4.7).

Что касается выражений для входящих в (4.12) коэффициента передачи напряжения входной цепи транзистора VT_{ПР} с учетом действующей в нем местной обратной связи $K_{\text{ВХ.Ц. VT}_{\text{ПР.МОС}}}$, коэффициента усиления напряжения предвыходного каскада K_{VT1} и коэффициента передачи напряжения двухтактного ЭП, то они приводятся ниже.

1. Коэффициент передачи напряжения входной цепи транзистора VT_{ПР} предварительного каскада схемы рис. 4.1 с учетом действующей в нем МОС определяется выражением

$$K_{\text{ВХ.Ц. VT}_{\text{ПР.МОС}}} = \frac{U_{\text{ВХ. VT}_{\text{ПР.МОС}}}}{E'_{\text{ИСТ}}} = \frac{R_{\text{ВХ. VT}_{\text{ПР.МОС}}}}{R'_{\text{ИСТ}} + R_{\text{ВХ. VT}_{\text{ПР.МОС}}}}, \quad (4.13)$$

где $R_{\text{ВХ. VT}_{\text{ПР.МОС}}}$ определяется выражением (4.9), а $R'_{\text{ИСТ}}$ — выражением (4.4).

2. Коэффициент усиления напряжения транзистора VT1 предвыходного каскада схемы рис. 4.1, согласно [1, 2], будет

$$K_{\text{VT1}} = K_{\text{T. VT1}} \frac{R_{\text{K~VT1}}}{R_{\text{ВХ. VT1}}}, \quad (4.14)$$

где $K_{T.VT1} = \frac{h_{21Э.VT1}}{1 + \frac{R_{K \sim VT1}}{R_{ВЫХ.VT1}}}$ — коэффициент усиления тока транзистора VT1

по коллекторной цепи, которое будет близким к $h_{21Э.VT1}$, так как $R_{K \sim VT1}$ значительно меньше $R_{ВЫХ.VT1}$;

$R_{K \sim VT1} = \frac{R_{K1} \cdot R_{ВХ.ЭП}}{R_{K1} + R_{ВХ.ЭП}}$ — сопротивление коллекторной нагрузки транзистора VT1 по переменному току, которое будет близким к R_{K1} , так как R_{K1} во много раз меньше входного сопротивления ЭП $R_{ВХ.ЭП}$;

$R_{ВХ.VT1}$ — входное сопротивление транзистора VT1, которое может быть определено либо по входной динамической характеристике транзистора VT1 в точке покоя (U_{K0VT1} , i_{K0VT1}), либо согласно (3.140) по формуле

$$R_{ВХ.VT1} = r_{ББ'.VT1} + r_{Э.VT1}(1 + h_{21Э.VT1}) = r_{ББ'.VT1} + \frac{0,026}{i_{K0.VT1}}(1 + h_{21Э.VT1}). \quad (4.15)$$

3. Коэффициент передачи напряжения эмиттерного повторителя с учетом действующей в нем местной ООС будет близким к единице [1, 2]:

$$K_{ЭП} = \frac{K_{VT2}}{1 + K_{VT2}} = \frac{(1 + K_{T.VT2}) \frac{R_{Э \sim VT2}}{R_{ВХ.VT2}}}{1 + (1 + K_{T.VT2}) \frac{R_{Э \sim VT2}}{R_{ВХ.VT2}}}, \quad (4.16)$$

где $R_{Э \sim VT2} = R_H$ — сопротивление нагрузки ЭП по переменному току.

Сквозной коэффициент усиления схемы рис. 4.1 с учетом общей ООС будет [1, 2]

$$K_{ОБЩ.УС.ООС}^* = \frac{K_{ОБЩ.УС.}^*}{F_{ОБЩ}^*}, \quad (4.17)$$

где $F_{ОБЩ}^*$ определяется выражением (4.12).

Коэффициент усиления напряжения схемы рис. 4.1 с учетом последовательной по входу общей ООС будет [1, 2]

$$K_{ОБЩ.УС.ООС} = \frac{K_{ОБЩ.УС.}}{F_{ОБЩ.К.3.1}^*}, \quad (4.18)$$

где

$$F_{ОБЩ.УС.К.3.1}^* = 1 + \beta_{ОБЩ.УС} \cdot K_{VT.ПР.МОС} \cdot K_{VT1} \cdot K_{ЭП} \quad (4.19)$$

— глубина общей ООС, вычисленная при к.з. со стороны входа, т. е. при $R'_{ист} \rightarrow 0$ и $K_{ВХ.Ц.VTПР.МОС.К.3.1} \rightarrow 1$;

$\beta_{ОБЩ.УС}$, $K_{VT.ПР.МОС}$, K_{VT1} , $K_{ЭП}$ определяются соответственно выражениями (4.7), (4.11), (4.14), (4.16).

Входное сопротивление и входная емкость транзистора $VT_{ПР}$ с учетом последовательной по входу общей и местной ООС будет [1, 2]:

эмиттерное сопротивление $R_{э.пр}$, а не через выходной транзистор VT3. Это улучшает симметрию плеч выходного двухтактного каскада схемы.

Поскольку коэффициент передачи напряжения эмиттерного повторителя на транзисторе VTос в цепи общей ООС близок к единице, напряжение общей ООС $U_{общ.оос}$ с $R_{ос.2}$ передается в эмиттерную цепь входного транзистора VTпр практически без изменений и все соотношения, полученные для схемы рис. 4.1, можно использовать и в схеме рис. 4.2.

Здесь необходимо назвать и другую, более сложную, точку зрения на комбинацию входного каскада и ЭП в цепи общей ООС, при которой эту комбинацию считают дифференциальным каскадом (точнее говоря, квазидифференциальным каскадом, поскольку в коллекторной цепи VTос отсутствует резистор).

Следует подчеркнуть, что в схемах рис. 4.1 и 4.2 (как и в схеме рис. 2.3 двухкаскадного УМЗЧ) из-за трудностей получения от предвыходного транзистора VT1, работающего в режиме «А», максимально возможной амплитуды сигнала $U_{м.вых.VT1} = (U_{м.вых} + U_{м.б.VT2}) \rightarrow 0,5 E_B$, при которой с учетом коэффициента передачи напряжения выходного двухтактного ЭП, близкого к единице, обеспечивается максимальная мощность сигнала на выходе усилителя, несколько пониженным оказывается коэффициент полезного действия выходного каскада по сравнению с максимально возможным. Дело в том, что для получения $U_{м.вых.VT1}$, близкого к 0,5 Ев, сопротивление нагрузки транзистора VT1 по

переменному току $R_{к \sim VT1} = \frac{R_{к1} \cdot R_{вх.ЭП}}{R_{к1} + R_{вх.ЭП}}$ должно быть очень большим, а это требует большого сопротивления $R_{к1}$. Но в схемах рис. 4.1 и 4.2 (как и в схеме рис. 2.3) нельзя брать сопротивление $R_{к1}$ произвольно большим: оно однозначно определяется режимами работы транзисторов VT1 и VT3 по постоянному току, т. е. $U_{ко.VT1} = 0,5 E_B$, $i_{ко.VT1}$, $U_{ко.VT3} = 0,5 E_B$, $U_{бо.VT3}$ и оказывается довольно малым. Действительно, сопротивление $R_{к1}$ определяется соотношениями

$$R_{к1} = \frac{U_{0R_{к1}}}{i_{0R_{к1}}} = \frac{U_{коVT3} - U_{боVT3}}{i_{0R_{к1}}} = \frac{0,5E_B - U_{боVT3}}{i_{коVT1}} \approx \frac{0,5E_B}{i_{коVT1}}, \quad (4.23)$$

где ток покоя $i_{ко.VT1}$ транзистора VT1 (он протекает через $R_{к1}$) должен быть заметно больше амплитуды базовых токов $i_{б.макс.2}$, $i_{б.макс.3}$ транзисторов VT2, VT3 выходного двухтактного ЭП.

Небольшая величина $R_{к1}$ обуславливает и сравнительно небольшой коэффициент усиления напряжения транзистора VT1.

Для получения $U_{м.вых.VT1} \rightarrow 0,5 E_B$ применяют различные схемотехнические решения, облегчающие условия работы транзистора VT1: либо вводят местную положительную обратную связь (ПОС) путем включения в коллекторную цепь транзистора VT1 последовательно с $R_{к1}$ специальной RC-цепочки или внешней нагрузки R_n усилителя, либо используют вместо резистора $R_{к1}$ генератор стабильного тока (ГСТ), который, как известно [2], имеет малое сопротивление по

постоянному току и большое сопротивление по переменному току, позволяющее получить $U_{m.вых.VT1} = (U_{m.вых} + U_{m.Б.VT2}) \rightarrow 0,5 \text{ Ев.}$

Схема с ПОС путем включения специальной РС — цепочки в коллекторную цепь транзистора VT1 рассматривалась и рассчитывалась в двухкаскадных УМЗЧ (см., например, схему рис. 2.3 в главах 2 и 3). Аналогично ее можно применить и в схемах рис. 4.1 и 4.2.

Что касается вариантов решения проблемы получения $U_{m.вых.VT1} = (U_{m.вых} + U_{m.б.VT2}) \rightarrow 0,5 E_B$ включением в коллекторную цепь транзистора VT1 сопротивления внешней нагрузки усилителя R_n или ГСТ, то они используются в схемах трехкаскадных бестрансформаторных УМЗЧ, приведенных ниже.

На рис. 4.3 приведена часто применяемая схема трехкаскадного бестрансформаторного УМЗЧ с одним источником питания, в которой с целью получения $U_{m.вых.VT1} = (U_{m.б.VT2} + U_{m.вых}) \rightarrow 0,5$ Ев применяется ПОС включением внешней нагрузки усилителя в коллекторную цепь транзистора VT1.

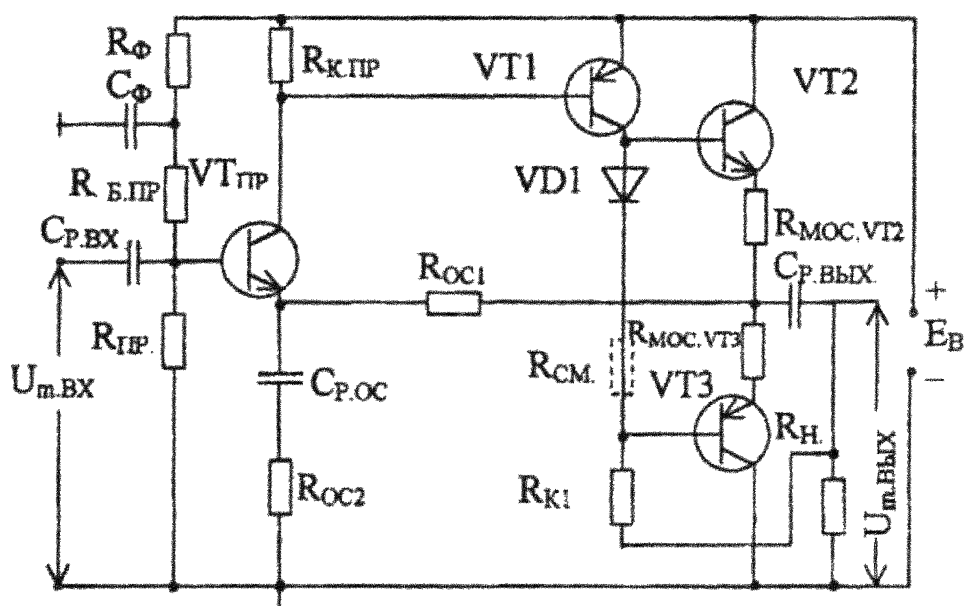


Рисунок 4.3

Основу этой схемы составляет схема рис. 4.1. Однако в отличие от схемы рис. 4.1 в предвыходном каскаде схемы рис. 4.3 R_{K1} подключен не непосредственно к общему проводу, а к сопротивлению внешней нагрузки R_n , благодаря чему все выходное напряжение усилителя $U_{m.вых}$ вводится в коллекторную цепь транзистора VT1 в фазе с напряжением сигнала на R_{K1} (как и с помощью RC-цепочки в схеме рис. 2.5), т. е. местная положительная обратная связь, облегчающая условия работы транзистора VT1: теперь транзистору VT1 не нужно обеспечивать напряжение $U_{m.вых.VT1} = (U_{m.б.VT2} + U_{m.вых}) \rightarrow 0,5 E_b$, достаточно обеспечить напряжение $U_{m.вых.VT1} = U_{m.б.VT2}$, для чего потребуется меньшая амплитуда коллекторного тока.

Некоторым недостатком схемы рис. 4.3 является протекание постоянного коллекторного тока транзистора VT1 через нагрузку R_H , что не всегда допустимо.

Другой особенностью схемы рис. 4.3 по сравнению со схемой рис. 4.1 является использование делителя смещения в цепи базы транзистора $VT_{пр}$ из сопротивлений $R_{пр}$ и $R_{Б.пр} = R'_{Б.пр} + R_f$, где R_f одновременно входит в фильтр $R_f C_f$, осуществляющий развязку между каскадами по цепям питания (развязывающий фильтр) и дополнительное сглаживание пульсаций напряжения E_b выпрямителя (сглаживающий фильтр).

И, наконец, в схеме рис. 4.3 в качестве элемента получения смещения и обеспечения термокомпенсации постоянного коллекторного тока транзисторов VT_2 и VT_3 вместо терморезистора R_t использован диод VD_1 (может быть и несколько диодов), который крепится на корпусе или радиаторе одного из выходных транзисторов. Вариант с диодом (или несколькими диодами) на практике часто оказывается предпочтительнее по сравнению с вариантом на терморезисторе R_t и особенно в интегральных схемах.

Механизм термокомпенсации тока покоя транзисторов VT_2 и VT_3 с помощью диода VD_1 поясняется рисунком 4.4, на котором приведены вольтамперные характеристики (ВАХ) диода при различных температурах.

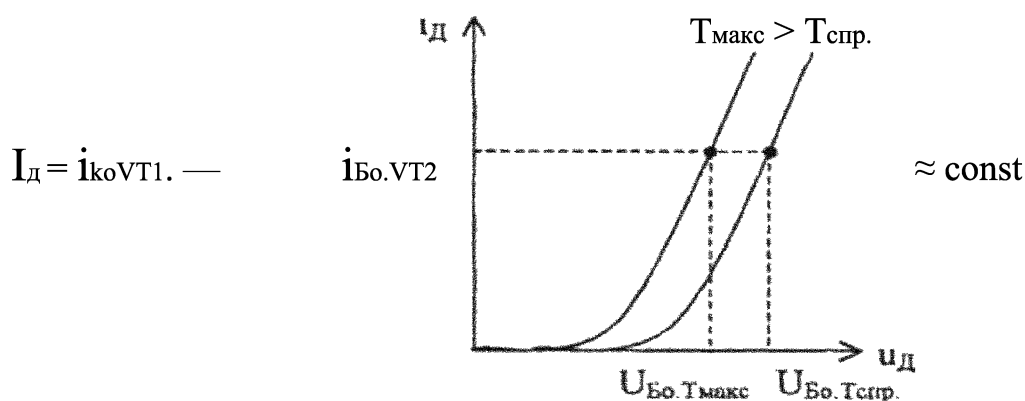


Рисунок 4.4

При возрастании температуры диода (вместе с возрастанием температуры транзисторов VT_2 и VT_3 , вызывающей возрастание их постоянных коллекторных токов), его ВАХ смещается влево (рис. 4.4) примерно на $2,2 \text{ мВ}/^\circ\text{C}$. При этом ток диода $I_d = I_{koVT1} - I_{Bo.VT2} \approx I_{koVT1}$, определяемый в основном постоянным коллекторным током I_{koVT1} транзистора VT_1 , который во много раз больше тока смещения $I_{Bo.VT2}$ транзистора VT_2 , практически можно считать неизменным. Поэтому, согласно рис. 4.4, напряжение смещения на диоде уменьшается с $U_{Bo.Tспр}$ до $U_{Bo.Tмакс}$, что противодействует возрастанию постоянных коллекторных токов выходных транзисторов VT_2 , VT_3 . Вследствие сходства изменений ВАХ диода и входной ВАХ транзисторов термокомпенсация получается более эффективной, чем при использовании терморезистора R_t .

На практике для обеспечения требуемых смещения и термостабилизации часто приходится включать диод с резистором (см. на схеме рис. 4.3 резистор $R_{см.}$ пунктиром) или несколько диодов как с резистором (резисторами), так и без него. Для точной подгонки смещения и термостабилизации используются

построечные переменные резисторы с сопротивлением порядка (18...200) Ом. На рис. 4.5 приведены возможные варианты схем диодно-резисторных цепочек обеспечения смещения и термостабилизации токов покоя транзисторов выходного двухтактного ЭП, в том числе и с терморезисторами, которые находят применение на практике.

Что касается цепей общей ООС в схемах рис. 4.3 и 4.1, то они идентичны.

Расчет предвыходного каскада с ПОС включением в коллекторную цепь транзистора VT1 внешней нагрузки усилителя может выполняться по методике расчета этого каскада с ПОС включением в коллекторную цепь VT1 специальной RC-цепочки (см. расчет схемы рис. 2.3 в главе 3).

Важно сознавать, что при этом транзистору VT1 предвыходного каскада достаточно обеспечить напряжение только $U_{м.вых.VT1} = U_{м.б.VT2}$, а не $U_{м.вых.VT1} \rightarrow 0,5 \text{ Ев}$.

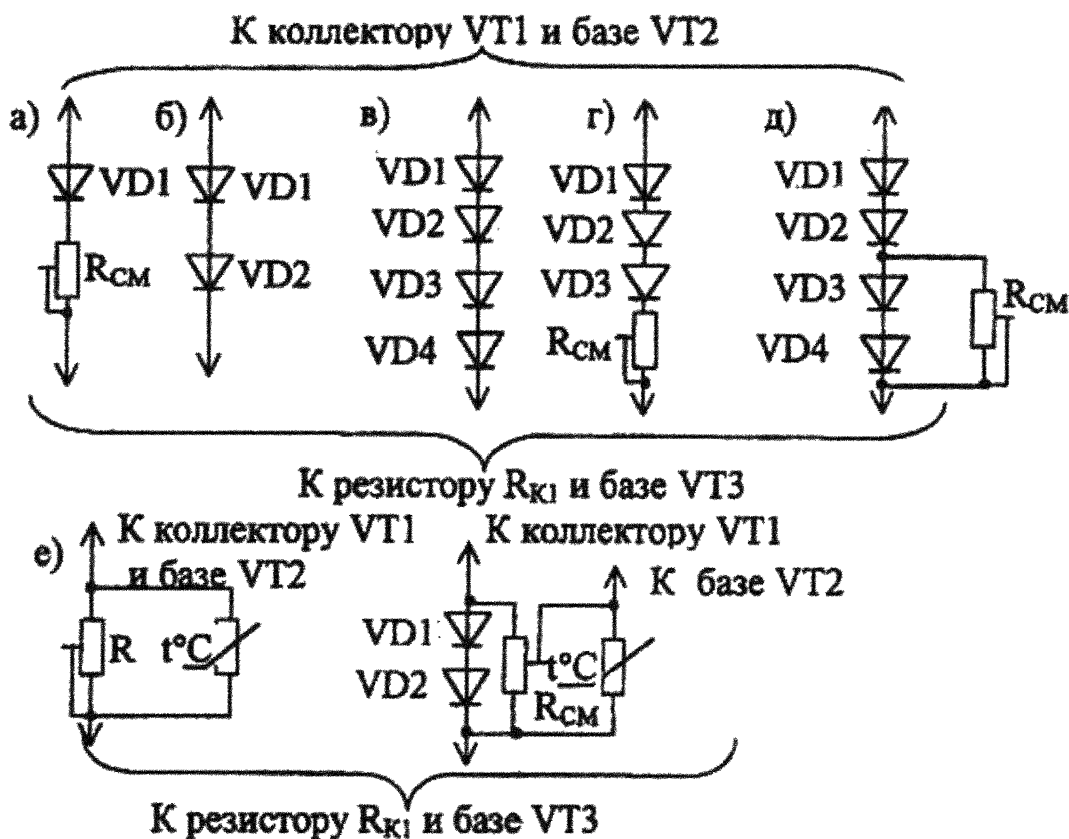


Рисунок 4.5

Остальные каскады и цепь общей ООС в схеме рис. 4.3 рассчитываются так же, как и в основополагающей схеме рис. 4.1.

На рис. 4.6 приведена более совершенная схема трехкаскадного бестрансформаторного УМЗЧ, которая находит широкое применение. Основу ее также составляет схема рис. 4.1.

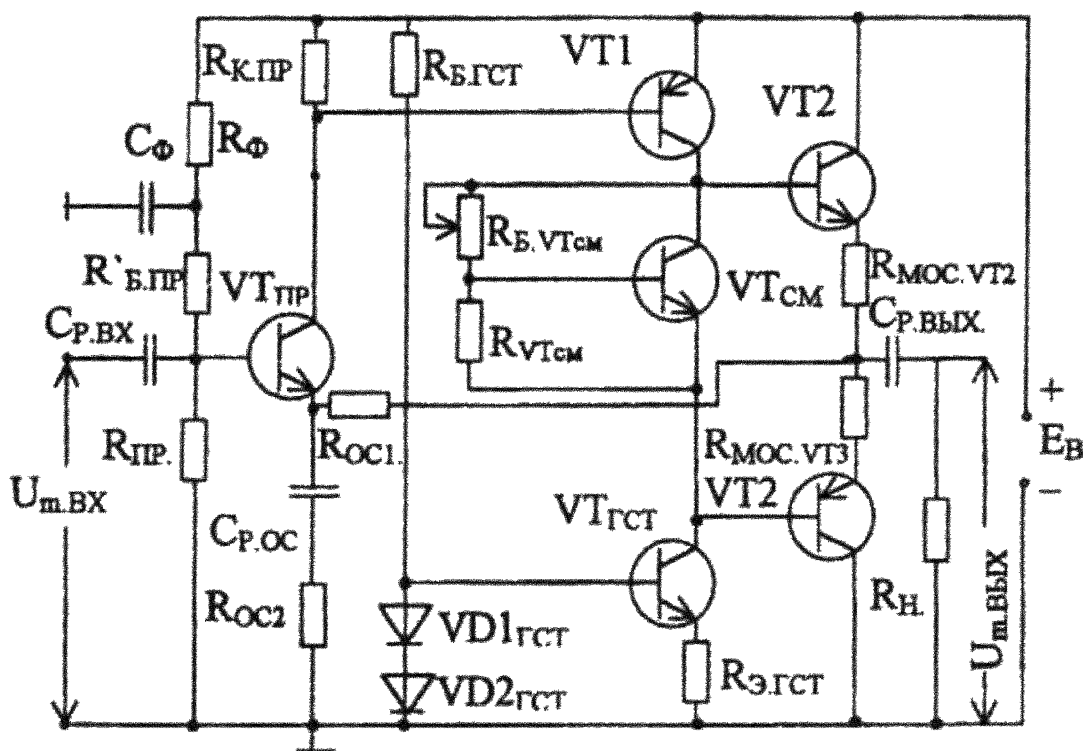


Рисунок 4.6

В этой схеме проблема получения $U_{m.ВЫХ.VT1} \rightarrow 0,5 E_B$ решается заменой резистора связи R_{k1} в коллекторной цепи $VT1$ динамической нагрузкой, т. е. генератором стабильного тока (ГСТ) на транзисторе $VT_{ГСТ}$ с резистором обратной связи ГСТ $R_{Э.ГСТ}$ и температурно зависимым делителем смещения из резистора $R_{Б.ГСТ}$ диодов $VD1_{ГСТ}$ и $VD2_{ГСТ}$, которые определяют ток покоя $VT_{ГСТ}$ и его стабилизацию [2].

Из выходных вольтамперных характеристик биполярного транзистора $VT_{ГСТ}$ (рис. 4.7) видно, что выходное сопротивление $VT_{ГСТ}$ для переменного тока $R_{ВЫХ\sim} = \Delta U_k / \Delta I_k$ во много раз больше выходного сопротивления $VT_{ГСТ}$ для постоянного тока $R_{ВЫХ=} = U_{ko} / i_{ko}$. В дополнение к этому выходное сопротивление транзистора $VT_{ГСТ}$ по переменному току $R_{ВЫХ\sim}$ увеличивается в глубину ООС $F^*_{к.з1}$ вследствие последовательной по току ООС, получаемой с помощью сопротивления $R_{ЭГСТ}$ в цепи эмиттера $VT_{ГСТ}$ $R_{ВЫХ\sim ГСТ} = R_{ВЫХ\sim} F^*_{к.з1}$. В результате при сравнительно небольших потерях постоянного питающего напряжения на $VT_{ГСТ}$ (из-за малого выходного сопротивления $VT_{ГСТ}$ для постоянного тока $R_{ВЫХ=}$) получается большое сопротивление связи по переменному току $R_{ВЫХ\sim ГСТ}$.

Большое сопротивление ГСТ переменному току обеспечивает вместе с большим входным сопротивлением эмиттерного повторителя, большое сопротивление нагрузки транзистора $VT1$ по переменному току $R_{k\sim VT1}$, позволяющее при меньшей амплитуде коллекторного тока $I_{m.k.tv}$ и меньшей мощности транзистора $VT1$ получить от него достаточную для выходных транзисторов $VT2$ и $VT3$ амплитуду напряжения сигнала $U_{m.ВЫХ.VT1}$. Кроме того, ГСТ обеспечивает очень хорошую стабилизацию постоянного коллекторного тока $VT1$.

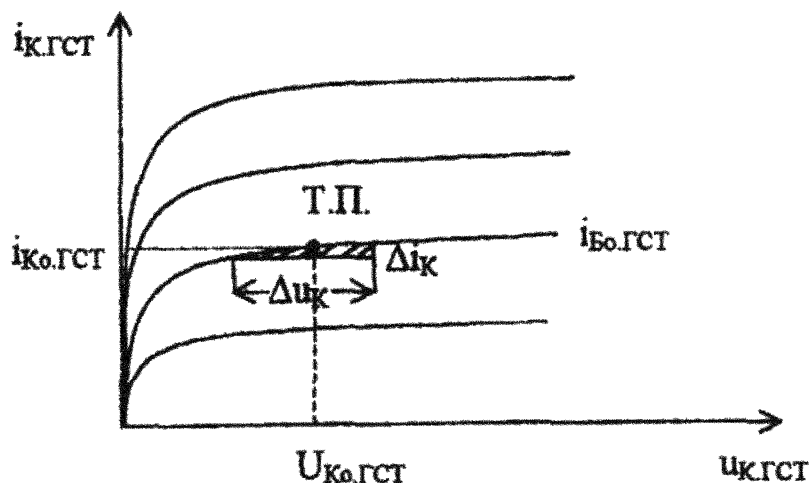


Рисунок 4.7

Другой особенностью схемы рис. 4.6 по сравнению со схемой рис. 4.3 является использование в качестве элемента смещения и термостабилизации токов покоя выходных транзисторов VT2 и VT3 транзистора VT_{см} с делителем из R_{Б.VT_{см}} и R_{VТ.см} вместо диода VD1 с резистором R_{см}. Транзистор VT_{см} крепится на корпусе или радиаторе одного из выходных транзисторов. При повышении температуры уменьшается постоянное падение напряжения на VT_{см} из-за смещения ВАХ VT_{см} и, следовательно, напряжение смещения на выходных транзисторах, что препятствует возрастанию их постоянных коллекторных токов. Эффективность термостабилизации с помощью VT_{см} оказывается выше, чем с помощью диода с резистором. Переменным резистором R_{Б.VТ.см} можно без труда устанавливать требуемые значения смещения и постоянных коллекторных токов $i_{k0.VT2}$ и $i_{k0.VT3}$ выходных транзисторов.

Входной и выходной каскады и цепь общей ООС в схеме рис. 4.6 такие же, как и в схеме рис. 4.1.

В этой схеме расчет предвыходного каскада выполняется на обеспечение транзистором VT1 выходного напряжения $U_{m.вых.VT1} = (U_{m.б.VT2} + U_{m.вых}) 0,5E_B$, что при большом сопротивлении коллекторной нагрузки по переменному току

$$R_{K \sim VT1} = \frac{R_{вых.гст} \cdot R_{вх.эп}}{R_{вых.гст} + R_{вх.эп}} \text{ обеспечивается без особого труда при меньших то-}$$

ке и мощности транзистора VT1.

Что касается выходного ЭП на VT2 и VT3 и предварительного (входного) каскада на VT_{пр}, а также цепи общей ООС, то они рассчитываются так же, как и в основополагающей схеме рис. 4.1.

На рис. 4.8 приведена более совершенная схема трехкаскадного УМЗЧ по сравнению со схемой рис. 4.6. Имея такие же, как и в схеме рис. 4.6, предвыходной и выходной каскады, она отличается от последней более удачным построением цепи общей ООС.



Следует отметить, что схемы рис. 4.6 и 4.8 являются иллюстрацией того, что использование ГСТ в качестве высокоомного динамического сопротивления и в качестве устройства стабилизации постоянного тока транзистора существенно улучшает показатели усилителей.

Рассмотренный ряд схем трехкаскадных бестрансформаторных УМЗЧ с одним источником питания можно дополнить вариантами схем трехкаскадных бестрансформаторных УМЗЧ с биполярным источником питания (с двумя одинаковыми источниками питания). Они могут быть получены соответствующим видоизменением рассмотренных выше схем с переводом их на биполярный источник питания.

В качестве примера на рис. 4.9 приведена одна из возможных схем трехкаскадного бестрансформаторного УМЗЧ с биполярным источником питания, полученная видоизменением схемы рис. 4.8.

В схеме рис. 4.9. в отличие от схемы рис. 4.8 в общую эмиттерную цепь транзисторов VTпр и VTос вместо резистора Rэ.пр включен ГСТ2 на транзисторе VTгст2 с резистором Rэ.гст2 и термозависимым делителем смещения из RB.гст1 диодов VD1гст1 и VD2гст1 от ГСТ1. Это еще более увеличивает сходство комбинации из входного каскада и ЭП цепи общей ООС с дифференциальным каскадом, о чем говорилось при описании основополагающей схемы рис. 4.2. Далее, благодаря переходу на биполярный источник питания потенци-

ал в средней точке резисторов $R_{\text{мос.}VT2}$ и $R_{\text{мос.}VT3}$ в выходном каскаде оказывается равным нулю и поэтому отпадает необходимость в разделительном конденсаторе $C_{\text{р.вых}}$, а для подачи смещения на базу $VT_{\text{пр}}$ достаточно вместо применявшегося делителя из резисторов $R_{\text{Б.пр}}$, $R_{\text{пр}}$ и $R_{\text{ф}}$ подключить базу $VT_{\text{пр}}$ к общему проводу через резистор $R_{\text{пр}}$.

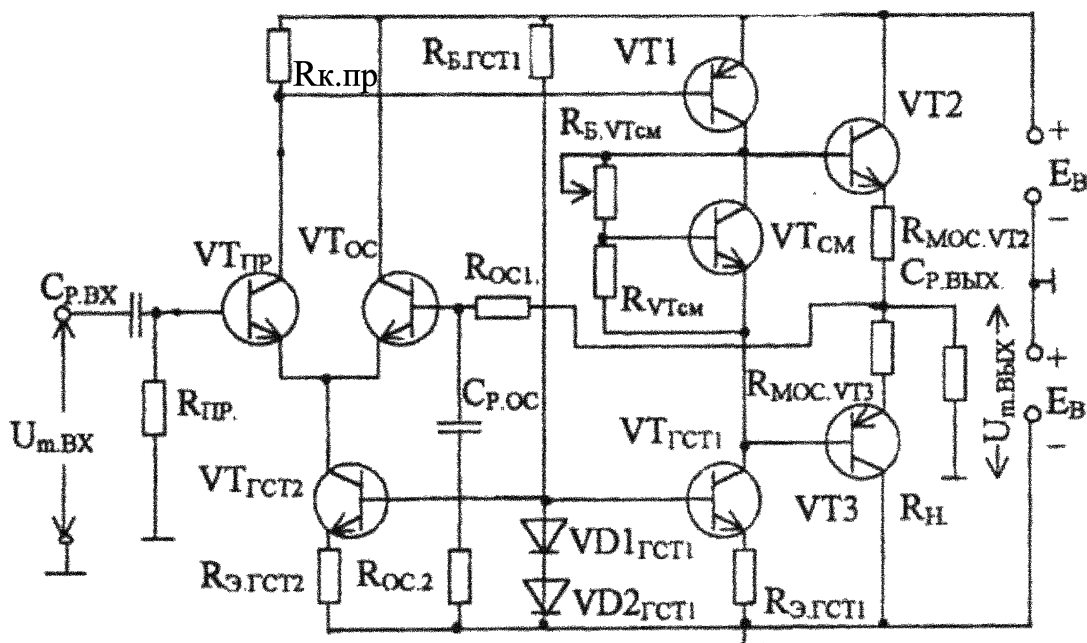


Рисунок 4.9

Расчет этой схемы в основном совпадает с расчетом предыдущих схем.

Для получения больших мощностей выходной двухтактный бестрансформаторный каскад в любой из схем рис. 4.1...4.3, 4.6, 4.8, 4.9 выполняют на составных транзисторах, включая после сравнительно маломощных комплементарных транзисторов (которые легче выбрать с малоотличающимися параметрами) мощные транзисторы одинаковой структуры. Получаемые большое усиление тока и высокое входное сопротивление каждого плеча выходного двухтактного бестрансформаторного ЭП на составных транзисторах позволяют снизить необходимую для его возбуждения мощность, что позволяет взять менее мощный транзистор в предвыходном каскаде.

В качестве примера на рис. 4.10 приведена схема трехкаскадного бестрансформаторного усилителя с выходным двухтактным бестрансформаторным ЭП на составных транзисторах, образованная на основе схемы рис. 4.3.

В этой схеме плечо выходного каскада на транзисторах $VT2$ и $VT4$ представляет собой однотактный сдвоенный ЭП, в котором действует стопроцентная параллельная по выходу и последовательная по входу ООС, а плечо на транзисторах $VT3$ и $VT5$ однотактный сдвоенный каскад с ОЭ и тоже со стопроцентной ООС, параллельной по выходу и последовательной по входу, как и в сдвоенном ЭП. Параметры этих плеч соответствуют друг другу. Резисторы $R_2 \geq (5...10)R_{\text{вх.}VT4}$ и $R_3 \geq (5...10)R_{\text{вх.}VT5}$ улучшают температурную стабильность

их режима работы, небольшие сопротивления местной ООС $R_{\text{мос.}VT4.} = R_{\text{мос.}VT5} \approx 0,05R_n$ в эмиттерных цепях выходных транзисторов VT4 и VT5 улучшают симметрию плеч выходного двухтактного каскада.

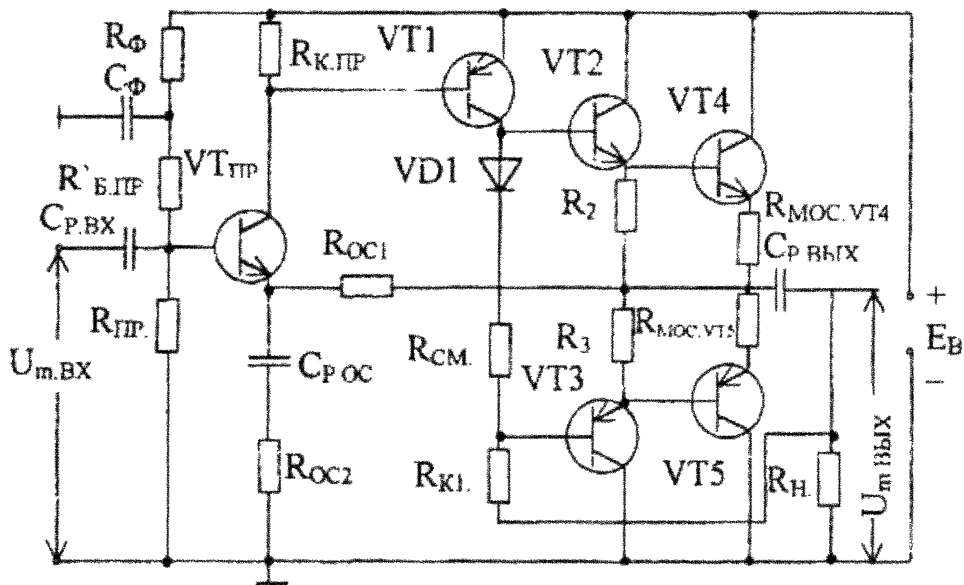


Рисунок 4.10

Выходной двухтактный каскад на составных транзисторах в схеме рис. 4.10 в основном такой же, как и в ранее рассмотренной схеме рис. 2.6 двухкаскадного УМЗЧ (см. главу 2 и параграф 3.2 главы 3), отличаясь от последнего только наличием упомянутых выше сопротивлений местной ООС $R_{\text{мос.}VT4}$ и $R_{\text{мос.}VT5}$ в эмиттерных цепях транзисторов VT4 и VT5.

ГЛАВА 5

РАСЧЕТ БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ С ТРЕХКАСКАДНЫМ УМЗЧ

5.1. Введение

Эта глава посвящена в основном расчету трехкаскадных бестрансформаторных УМЗЧ по схемам, рассмотренным в главе 4.

Исходные данные для расчета этих схем приведены в конце главы 2. Что касается вопросов стыковки этих трехкаскадных УМЗЧ с источником сигнала, то они решаются так же, как это было показано в главе 3 для бестрансформаторных усилителей с двухкаскадным УМЗЧ.

5.2. Расчет схемы трехкаскадного бестрансформаторного УМЗЧ с одним источником питания и внешней нагрузкой, включенной в коллекторную цепь предвыходного каскада

Схема приведена в главе 4 на рис. 4.3. Расчет схемы ведется в общепринятом порядке: выходной каскад, предвыходной каскад, предварительный каскад и цепь общей ООС.

Выходной каскад схемы рис. 4.3. Как отмечалось в главе 4, выходной каскад схемы рис. 4.3 представляет собой двухтактный ЭП в режиме «В». В схемном отношении он практически повторяет выходной каскад ранее рассмотренной схемы рис. 2.3 двухкаскадного УМЗЧ, отличаясь от последнего только наличием очень малых симметрирующих сопротивлений местной ООС $R_{\text{мос.VT2}}$ и $R_{\text{мос.VT3}}$ в эмиттерных цепях транзисторов VT2 и VT3. Если пренебречь небольшим влиянием этих сопротивлений, то расчет выходного каскада схемы рис. 4.3 можно вести по формулам параграфа 3.1, посвященного расчету выходного каскада схемы рис. 2.3 двухкаскадного УМЗЧ.

Ниже приводится расчет выходного каскада схемы рис. 4.3 с учетом сопротивлений $R_{\text{мос.VT2}}$ и $R_{\text{мос.VT3}}$.

Методика расчета остается прежней, т. е. расчет ведется графоаналитическим методом с построением нагрузочной прямой для одного плеча каскада, например, на транзисторе VT2 (а при отсутствии характеристик транзистора — по формулам), получая результаты для всего каскада.

Напомним, что в соответствии с уравнением выходной цепи плеча на транзисторе VT2

$$u_{\text{к2}} = 0,5E_{\text{в}} - i_{\text{к2}}(R_{\text{н}} + R_{\text{мос.VT2}}) \quad (5.1)$$

нагрузочная прямая на семействе выходных ВАХ транзистора VT2 проходит через точки с координатами $u_{\text{к2}} = 0,5 E_{\text{в}}$; $i_{\text{к2}} = 0$ и $i'_{\text{к2}} = \frac{0,5E_{\text{в}}}{R_{\text{н}} + R_{\text{мос.VT4}}}$;

$u_{K2} = 0$ (рис. 5.1). Заметим, что рис. 5.1 является основой для получения расчетных выражений каскада.

Из рис. 5.1 видно, что наличие сопротивления $R_{\text{мос. VT2}}$ сказывается на наклоне нагрузочной прямой и на величине выходного напряжения каскада $U_{\text{м.в.ых2}}$, которое будет меньше амплитуды коллекторного напряжения $U_{\text{мк.2}}$ на транзисторе VT2

$$U_{\text{м.в.ых2}} = U_{\text{мк.2}} - U_{\text{мRмос.VT2}} . \tag{5.2}$$

Что касается выходного тока каскада $I_{\text{м.в.ых2}}$, то он будет равен

$$I_{\text{м.в.ых2}} = I_{\text{мЭ.2}} - I_{\text{мБ.2}} \approx I_{\text{мк.2}} . \tag{5.3}$$

Основными исходными данными для расчета каскада, как и в параграфе 3.1, являются выходная мощность $P_{\sim \text{вых}}$ и сопротивление внешней нагрузки $R_{\text{н}}$ каскада.

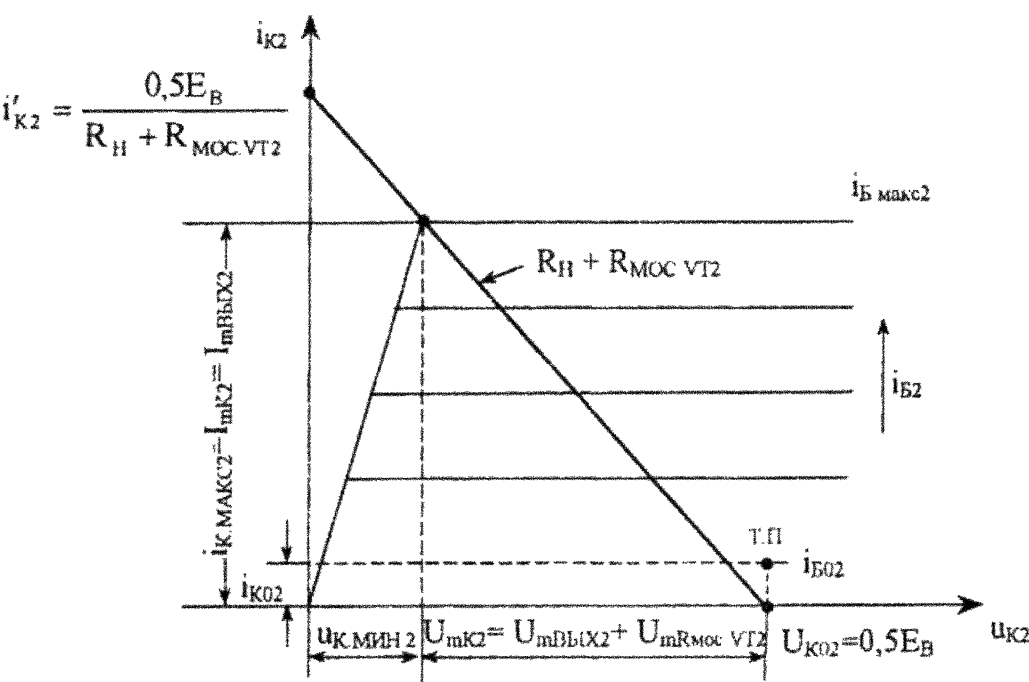


Рисунок 5.1

Из выражения для мощности сигнала на внешней нагрузке УМЗЧ

$$P_{\sim \text{вых}} = \frac{U_{\text{м.в.ых2}}^2}{2R_{\text{н}}} \tag{5.4}$$

находят амплитуды выходного напряжения $U_{\text{м.в.ых2}}$ и выходного тока $I_{\text{м.в.ых2}}$ на выходе УМЗЧ:

$$U_{\text{м.в.ых2}} = \sqrt{2 \cdot P_{\sim \text{вых}} \cdot R_{\text{н}}} , \tag{5.5}$$

$$I_{\text{м.в.ых2}} = \frac{U_{\text{м.в.ых2}}}{R_{\text{н}}} . \tag{5.6}$$

Затем в соответствии с рис. 5.1 рассчитывают напряжение источника питания E_B УМЗЧ с учетом потерь питающего напряжения на сопротивлении резистора $R_{\text{мос.VT2}}$ в эмиттерной цепи VT2:

$$\begin{aligned} E_B &\geq 2U_{K02} = 2 \left[(U_{\text{м.ВЫХ2}} + U_{\text{м.мос.VT2}}) + u_{\text{К.МИН2}} \right] = \\ &= 2 \left[I_{\text{м.ВЫХ2}} (R_H + R_{\text{мос.VT2}}) + 1,5U_{\text{НАС}} \right] \end{aligned} \quad (5.7)$$

где $R_{\text{мос.VT2}}$ берут много меньше сопротивления R_H нагрузки $R_{\text{мос.VT2}} = R_{\text{мос.VT3}} = 0,05 R_H$ во избежание заметного уменьшения коэффициента полезного действия выходной цепи каскада $\eta_{\text{ВЫХ.Ц.К}}$;

$U_{\text{НАС}}$ — напряжение насыщения транзистора (для кремниевых транзисторов $U_{\text{НАС}} \sim 1 \text{ В}$);

1,5 — коэффициент запаса.

Рассчитанное E_B округляют в большую сторону до стандартного номинала согласно установленного ГОСТ ряда напряжений (см., например, таблицу в параграфе 3.1).

Находят напряжение и ток покоя транзистора VT2 (см. рис. 5.1):

$$U_{K02} = 0,5E_B, \quad i_{K02} = (0,05 \dots 0,1) I_{\text{мК2}}. \quad (5.8)$$

Мощность, отдаваемая двумя транзисторами VT2 и VT3, определяется выражением

$$P_{\sim \text{ВЫХ.2VT}} = \frac{U_{\text{м.К2}}^2}{R_H + R_{\text{мос.VT2}}}. \quad (5.9)$$

Среднее значение тока, потребляемого транзисторами VT2 и VT3 от источника питания, равно

$$i_{\text{К.СР2(3)}} = \frac{1}{\pi} \cdot i_{\text{К.МАКС2}} = \frac{1}{\pi} \cdot i_{\text{мК2}}. \quad (5.10)$$

Мощность, потребляемая каждым транзистором от источника питания, будет

$$P_{0\text{VT2}} = P_{0\text{VT3}} = i_{\text{К.СР2}} \cdot \frac{E_B}{2} = \frac{1}{\pi} i_{\text{К.МАКС2}} \cdot \frac{E_B}{2}. \quad (5.11)$$

Мощность, потребляемая от источника питания двумя транзисторами (полная потребляемая мощность), с учетом (5.11) будет

$$P_{02\text{VT}} = P_{0\text{VT2}} + P_{0\text{VT3}} = i_{\text{К.СР2(3)}} \cdot E_B = \frac{1}{\pi} i_{\text{К.МАКС2}} \cdot E_B. \quad (5.12)$$

Коэффициент полезного действия выходной цепи каскада с учетом (5.4) и (5.12) будет равен

$$\eta_{\text{ВЫХ.Ц.К}} = \frac{P_{\sim \text{ВЫХ}}}{P_{02\text{VT}}} = \frac{\pi}{4} \xi, \quad (5.13)$$

где $\xi = \frac{U_{m.ВЫХ2}}{0,5E_B}$ — коэффициент использования постоянного коллекторного напряжения.

Определяют максимальную мощность рассеяния на коллекторе транзистора VT2:

$$P_{K.МАКС2} \approx 0,202P_{\sim Вых.2 VT} \quad (5.14)$$

Напомним [2], что $P_{K.макс2}$ (5.14) получается из общих выражений для мощностей рассеяния на коллекторах обоих транзисторов VT2 и VT3

$$P_{K2VT} = P_{02VT} - P_{\sim Вых.2 VT} \text{ и одного транзистора } P_{K1VT} = \frac{P_{02VT} - P_{\sim Вых.2 VT}}{2},$$

оказываясь максимальным при $\xi^* = \frac{U_{m.ВЫХ2}}{0,5E_B} = \frac{2}{\pi}$.

Выбирают типы комплементарных транзисторов VT2 и VT3 по следующим условиям:

— по максимально допустимому напряжению коллектор-эмиттер:

$$U_{KЭ.макс} (U_{KЭ.доп}) \geq 1,2 E_B ; \quad (5.15)$$

— по максимально допустимому току коллектора:

$$I_{K.макс} (I_{K.доп}) \geq (1,2 \dots 1,3) I_{mK2} ; \quad (5.16)$$

— по максимально допустимой мощности рассеяния на коллекторе

$$P_{K.макс} (U_{K.доп} T_{с.макс}) \geq P_{K.макс2} ; \quad (5.17)$$

— по значению предельной частоты транзистора:

$$fh_{21э} \geq (2 \dots 3) f_B , \quad (5.18)$$

где f_B — верхняя рабочая частота сигнала.

При выборе транзистора по условиям (5.15)...(5.18) следует иметь в виду следующее.

В качестве транзисторов VT2 и VT3 стремятся выбрать транзисторы с большим статическим коэффициентом усиления тока $h_{21э}$.

При выборе транзисторов по условию (5.17) сначала оценивают возможности подходящего транзистора без радиатора. При этом следует обратить внимание на то, что указываемая в справочнике мощность $P_{K.макс}$ ($P_{K.доп. T_{с.макс}}$) справедлива только для определенных значений положительной температуры. С ростом температуры она будет уменьшаться. Поэтому для заданной температуры окружающей среды $T_{с.макс}$ ее уточняют по формуле

$$P_{K.ДОП.Тс.макс} = \frac{T_{П.МАКС} - T_{С.МАКС}}{R_{ПС}}, \quad (5.19)$$

где $T_{П.макс}$ — максимальная допустимая температура коллекторного перехода (справочный параметр);

$R_{ПС}$ (°С / Вт) — тепловое сопротивление между коллекторным переходом и окружающей средой.

Если же намеченный транзистор без радиатора не удовлетворяет условию (5.17) с учетом (5.19), а по другим параметрам (5.15), (5.16), (5.18) он подходит, то его пробуют использовать с радиатором. При этом мощность, рассеиваемая на коллекторе, определяется по формуле

$$P_{K.ДОП.Тс.макс} = \frac{T_{П.МАКС} - T_{С.МАКС}}{R_{ПК} + \frac{1400}{S(см)^2}}, \quad (5.20)$$

где $R_{ПК}$ (°С / Вт) — тепловое сопротивление между коллекторным переходом и корпусом транзистора (справочный параметр);

S (см²) — площадь поверхности радиатора (обычно из алюминия).

Необходимую площадь поверхности радиатора получают из (5.20), где $P_{K.ДОП.Тс.макс} = P_{K.МАКС2}$:

$$S(см)^2 = \frac{1400 \cdot P_{K.МАКС2}}{T_{П.МАКС} - T_{С.МАКС} - P_{K.МАКС2} \cdot R_{ПС}}. \quad (5.21)$$

При выборе транзисторов по условию (5.18) может оказаться, что в справочнике вместо предельной частоты с ОЭ $f_{h21э}$ будет приведена предельная частота транзистора в схеме с ОБ $f_{h21Б}$ (т. е. верхняя частота, на которой статический коэффициент передачи тока $h_{21Б}$ уменьшается до уровня 0,707 по сравнению с областью нижних и средних частот) или граничная частота транзистора в схеме с ОЭ f_T (т. е. верхняя частота, на которой $h_{21э} = 1$). В этих случаях используют известную взаимосвязь между частотами $f_{h21э}$, $f_{h21Б}$, f_T :

$$f_{h21э} \cdot h_{21э} \approx f_{h21Б} \approx 1,3 f_T, \quad (5.22)$$

где $h_{21э} = \sqrt{h_{21э.МАКС} \cdot h_{21э.МИН}}$ — статический коэффициент усиления тока в схеме с ОЭ (справочные параметры);

$h_{21э.макс}$ и $h_{21э.мин}$ — максимальный и минимальный коэффициенты усиления тока в схеме с ОЭ, различающиеся вследствие технологического разброса (справочный параметр).

К сказанному в отношении частотных свойств транзистора следует добавить, что иногда в справочниках приводится величина модуля коэффициента усиления тока $|h_{21э}|$ на какой-то частоте f . В этом случае используют выражение

$$F_T \approx |h_{21э}| \cdot f. \quad (5.23)$$

В качестве транзисторов VT2 и VT3 в зависимости от мощности могут быть, например, следующие пары комплементарных транзисторов: КТ818 ($p-n-p$) и КТ819 ($n-p-n$) или КТ816 ($p-n-p$) и КТ817 ($n-p-n$), или КТ814 ($p-n-p$) и КТ815 ($n-p-n$), или КТ502 ($p-n-p$) и КТ503 ($n-p-n$), или КТ361 ($p-n-p$) и КТ315 ($n-p-n$), или КТ3102 ($p-n-p$) и КТ3107 ($n-p-n$), или ГТ268 ($p-n-p$) и ГТ209 ($n-p-n$) и др. (см. справочник).

После выбора комплементарных транзисторов VT2 и VT3 расчет продолжается либо с использованием ВАХ (если они есть в справочнике), либо без них по соответствующим формулам.

Если для выбранных транзисторов в справочнике имеются выходные и входные статические ВАХ, то на семействе выходных ВАХ строят нагрузочную прямую по переменному току (рис. 5.1), проводя ее через точки с координатами $U_{к02} = 0,5 E_b$, $i_{к02} = 0$ и $i_{к.макс2}$, $u_{к2} = U_{к02} - U_{мк2}$, отмечают найденные ранее координаты точки покоя $U_{к02} = 0,5 E_b$, $i_{к02}$, а также ток покоя базы $i_{Б02}$, максимальный ток базы $i_{Б.макс.2}$ и наибольшую амплитуду переменного тока базы VT2:

$$I_{м.Б2} = i_{Б.макс2} - i_{Б02} \approx i_{Б.макс2}. \tag{5.24}$$

Далее по входной динамической ВАХ транзистора VT2, за которую практически можно брать приводимую в справочнике входную статическую ВАХ VT2 при $u_k = |5|$ В, находят напряжение смещения $U_{Б02}$, амплитуду переменного напряжения на базе относительно эмиттера $U_{мБ2}$ (рис. 5.2) и амплитуду напряжения возбуждения для плеча на VT2 $U_{мВХ2}$

$$U_{м.Б2} = u_{Б.макс2} - U_{Б02}; \quad U_{м.ВХ2} = U_{мБ2} + U_{мВЫХ2} + I_{мВЫХ2} \cdot R_{МОС.VT2} \tag{5.25}$$

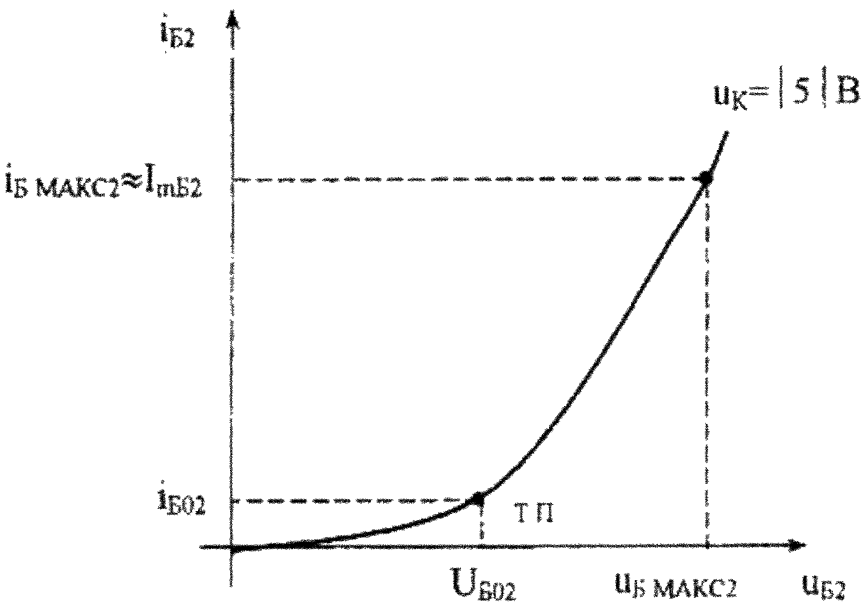


Рисунок 5.2

Входное сопротивление переменному току между базой и эмиттером R_{BX2} и входное сопротивление плеча на транзисторе VT2 будут

$$R_{BX.VT2} = \frac{U_{m.B2}}{I_{m.B2}}; \quad R_{BX2} = \frac{U_{m.BX2}}{I_{m.BX2}}. \quad (5.26)$$

Мощность, требуемая для возбуждения выходного каскада, равна

$$P_{\sim BX2(3)} = \frac{1}{2} U_{m.BX2} \cdot I_{m.B2} \quad (\text{или } P_{\sim BX2(3)} = \frac{1}{2} I_{m.B2}^2 \cdot R_{BX2}). \quad (5.27)$$

Рассчитанные напряжение и ток смещения U_{B02} и i_{B02} обеспечивают диодом VD1 с регулировочным резистором смещения R_{cm} (или несколькими диодами с регулировочным сопротивлением), которые одновременно обеспечивают и температурную стабилизацию постоянного коллекторного тока транзистора VT2 (и VT3).

В случае отсутствия в справочнике выходных и входных ВАХ, расчет тока смещения i_{B02} , амплитуды базового тока $I_{m.B2}$, входного сопротивления между базой и эмиттером транзистора VT2 $R_{BX.VT2}$ и входного сопротивления плеча R_{BX2} на транзисторе VT2, амплитуды переменного напряжения на базе относительно эмиттера $U_{m.B2}$ и амплитуды переменного напряжения на входе плеча $U_{m.BX2}$, мощности возбуждения выходного каскада $P_{\sim BX2(3)}$ ведут приближенно по формулам

$$i_{B20} \approx \frac{i_{K02}}{h_{21Э.2}}; \quad (5.28)$$

$$I_{m.B2} \approx \frac{I_{m.K2}}{h_{21Э}}; \quad (5.29)$$

$$U_{m.B2} = I_{m.B2} \cdot R_{BX.VT2}; \quad U_{m.BX2} = U_{m.B2} + U_{m.BYX2} + I_{m.K2} \cdot R_{МОС.VT2} \quad (5.30)$$

$$R_{BX.VT2} = r_{BB'2} + r_{B'Э2} = r_{BB'2} + (1 + h_{21Э.2})r_{Э2}; \quad R_{BX.2} = \frac{U_{m.BX2}}{U_{m.B2}}; \quad (5.31)$$

$$P_{\sim BX2(3)} = \frac{1}{2} U_{m.BX2} \cdot I_{m.B2} \quad (\text{или } P_{\sim BX2(3)} = \frac{1}{2} I_{m.B2}^2 \cdot R_{BX2}), \quad (5.32)$$

где $r_{BB'2}$ — сопротивление базы VT2, которым в мощном каскаде можно пренебречь из-за малости;

$$r_{Э2} \approx \frac{0,026}{i_{K.CP2}} = \frac{0,026}{I_{m.B2}/\pi} \quad \text{— среднее сопротивление эмиттерного перехода}$$

транзистора VT2 (VT3) в режиме «В».

Что касается напряжения смещения U_{B02} , то при отсутствии входных характеристик его полагают приблизительно близким к 0,5 В.

В заключение находят коэффициент передачи напряжения ЭП $K_{ЭП}$ (который понадобится при расчете цепи общей ООС УМЗЧ):

$$K_{ЭП} = \frac{U_{m.BYX2}}{U_{m.BX2}} = \frac{U_{m.BYX2}}{U_{m.B2} + U_{m.BYX2} + I_{m.BYX2} \cdot R_{МОС.VT2}}. \quad (5.33)$$

Результаты расчета цепи базы выходных транзисторов VT2 и VT3, iБ02, UB02, ImБ2, (UmБ2 + ImK2 · Rмос.VT2), Um.BX2, (RBX.VT2 + Rмос.VT2), Rvx2 и P ~ BX2(3) являются исходными данными для расчета предвыходного каскада на VT1.

Предвыходной каскад схемы рис. 4.3. В коллекторную цепь транзистора VT1 предвыходного каскада, выполненного по одноконтурной схеме с ОЭ в режиме «А», включено сопротивление внешней нагрузки УМЗЧ Rн, на котором действует Um.вых2, что облегчает условия работы VT1. Вследствие этого снижается выходная мощность транзистора VT1, требуемая для возбуждения выходного каскада, так как VT1 в этом случае будет создавать на своем Rk1 напряжение сигнала UmБ2, а не (UmБ2 + Um.ВЫХ2 + Im.ВЫХ2 · Rмос.VT2),

что уменьшает ток сигнала через Rk1 $I_{mRk1} = \frac{U_{mБ2}}{R_{K1}}$ (вместо $\frac{U_{mБ2} + U_{m.ВЫХ2} + I_{m.ВЫХ2} \cdot R_{МОС.VT2}}{R_{K1}}$) и, следовательно, его выходную мощность.

Мощность сигнала на выходе транзистора VT1 должна примерно на (10...20)% превышать мощность P~vx2(3) (5.27), (5.32), потребляемую плечами выходного каскада

$$P_{\sim Вых1} \geq (1,1 \dots 1,2) P_{\sim ВХ2(3)}. \tag{5.34}$$

Амплитуда переменной составляющей коллекторного тока VT1

$$I_{mK1} \geq 1,1 \cdot I_{mБ2}. \tag{5.35}$$

Здесь коэффициентом 1,1 учитывается ток через Rk1.

Более точную оценку ImK1 с учетом тока через Rk1 можно дать по уравнению ImK1 = ImБ2 + ImRk1, в котором с учетом включения Rн в коллекторную цепь

VT1 $I_{mRk1} = \frac{U_{mБ2}}{R_{K1}}$ (что заметно меньше тока через Rk1 без такого включения Rн

$$I'_{mRk1} = \frac{U_{m.BX2}}{R_{K1}}).$$

Так как транзистор VT1 работает в режиме «А», ток в точке покоя VT1 (постоянная составляющая коллекторного тока VT1) должен быть:

$$i_{K01} \approx (1,1 \dots 1,2) \cdot I_{mK1}. \tag{5.36}$$

Максимальное значение коллекторного тока VT1 в режиме «А» будет

$$i_{K.МАКС1} = i_{K01} + I_{mK1} \approx 2i_{K01}. \tag{5.37}$$

В целях более полного использования транзистора VT1 по напряжению его постоянное коллекторное напряжение нужно иметь равным $0,5 E_B$:

$$U_{K01} = E_B - i_{K01} \times R_{K1} - 2(U_{B02} + I_{K02} \times R_{\text{МОС.VT2}}) - i_{K01} \times R_H \approx 0,5 E_B. \quad (5.38)$$

Из (5.38) следует, что, поскольку напряжения $2U_{B02}$ и $i_{K01} \cdot R_H$ очень малы, падение напряжения U_{0Rk1} на R_{k1} будет равно

$$U_{0Rk1} = i_{K01} \cdot R_{K1} \approx 0,5 E_B. \quad (5.39)$$

Из выражения (5.39) определяется величина сопротивления резистора R_{k1}

$$R_{K1} = \frac{0,5 E_B}{i_{K01}}. \quad (5.40)$$

Максимальная амплитуда переменного напряжения сигнала U_{mK1} на коллекторе и максимальное напряжение между коллектором и эмиттером $u_{кэ.макс1}$ транзистора VT1 соответственно будут

$$U_{mK1} = U_{mBX2} = U_{mB2} + I_{mВЫХ2} \cdot R_{\text{МОС.VT2}} + U_{mВЫХ2} \approx 0,5 E_B. \quad (5.41)$$

$$u_{кэ.макс.1} \approx U_{K01} + U_{mK1} \approx 0,5 E_B. \quad (5.42)$$

Мощность, потребляемая коллекторной цепью VT1 от источника питания:

$$P_{0VT1} = E_B \cdot i_{K.CP.1} \approx E_B \cdot i_{K01}. \quad (5.43)$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе VT1, будет

$$P_{K1} = P_{0VT1} - P_{\sim Вых1} = U_{K01} \cdot i_{K01} \approx 0,5 E_B \cdot i_{K01}. \quad (5.44)$$

С учетом полученных энергетических показателей выбирают тип транзистора VT1 по следующим условиям:

— по максимально допустимому напряжению коллектор-эмиттер

$$U_{кэ.макс} \geq u_{кэ.макс1} \approx E_B; \quad (5.45)$$

— по максимально допустимому току коллектора

$$I_{K.макс} \geq i_{K.макс1} \approx 2i_{K01}; \quad (5.46)$$

— по максимально допустимой мощности рассеяния на коллекторе

$$P_{K.макс} \geq P_{K1}; \quad (5.47)$$

— по частотным свойствам

$$f_{h21Э} \geq (5...10)f_B. \quad (5.48)$$

Условие (5.48) означает, что в предвыходном каскаде желательно выбирать более высокочастотные транзисторы по сравнению с выходными транзисторами, так как многокаскадный бестрансформаторный УМЗЧ охвачен глубокой ООС и для повышения устойчивости работы его каскады должны выполняться с отличающимися полосами пропускания.

В качестве VT1 из справочника или из приведенного выше перечня элементарных транзисторов выбирается подходящий транзистор, ориентируясь на менее мощные транзисторы по сравнению с выходным каскадом.

Следует отметить, что, выбирая транзистор VT1 по условиям (5.45)...(5.48), нужно учитывать его структуру, а также статический коэффициент усиления тока $h_{21Э}$, который при прочих равных условиях желательно иметь большим.

Если для выбранного типа транзистора в справочнике приводятся выходные и входные ВАХ, то по семейству выходных ВАХ, зная i_{k01} (5.36) и I_{mK1} (5.35), определяют ток смещения i_{B01} , и амплитуду переменного тока базы $i_{mB1} = i_{B, макс1} - i_{B01}$, где $i_{B, макс1}$ определяют для тока $i_{k, макс1} = i_{k01} + I_{mK1}$ при $u_{k, мин}$. Строго говоря, для этого нужно построить нагрузочную прямую по переменному току $R_{k-1} \approx R_{вх2}$ через точку покоя, но, учитывая, что VT1 используется полностью по напряжению, можно обойтись без построения, откладывая ток $i_{k, макс1}$ на ВАХ по вертикали при $u_{k, мин}$, соответствующее переходу ВАХ от восходящей ветви к пологой части.

При отсутствии выходных ВАХ ток смещения i_{B01} и амплитуду переменного тока базы I_{mB1} рассчитывают по приближенным выражениям:

$$i_{B01} = \frac{i_{k01}}{h_{21Э.1}}; \quad (5.49)$$

$$I_{mB1} = \frac{I_{mK1}}{h_{21Э.1}}. \quad (5.50)$$

По входной ВАХ (рис. 5.3) находят напряжение смещения U_{B01} , амплитуду переменного напряжения на базе для положительного и отрицательного полупериодов сигнала U''_{mB1} и U'_{mB1} , из которых в дальнейшем используют

большее или среднее из них $U_{mB1} = \frac{U'_{mB1} + U''_{mB1}}{2}$, и входное сопротивление

транзистора VT1 как отношение $R_{вх1} = \frac{U_{mB1}}{I_{mB1}}$ (или как отношение при-

ращений напряжения Δu_{B1} и тока Δi_{B1} , определяемых по касательной в точке покоя (рис. 5.3) $R_{вх1} = \frac{\Delta u_{B1}}{\Delta i_{B1}}$).

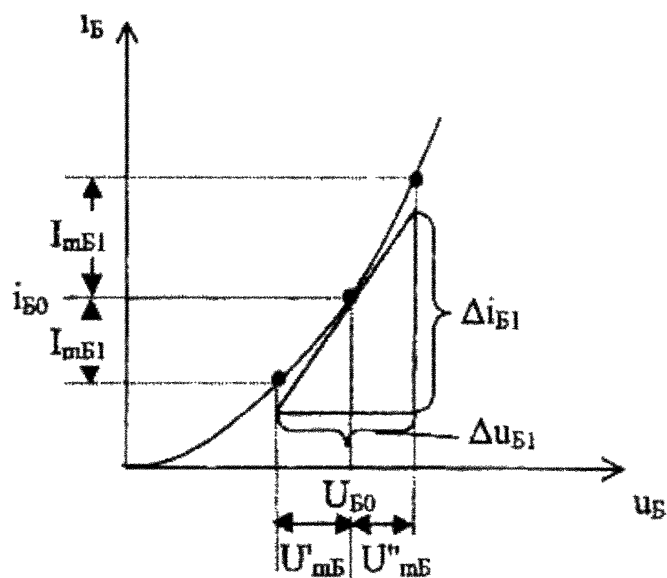


Рисунок 5.3

В случае отсутствия входной ВАХ напряжение смещения $U_{б01}$ берут ориентировочно в пределах $U_{б01} \approx 0,5...0,9$ В, входное сопротивление определяют по выражению

$$R_{BX1} = r_{ББ'1} + (1 + h_{21Э1})r_{Э1} = r_{ББ'1} + (1 + h_{21Э1}) \frac{0,026}{i_{K01}}, \quad (5.51)$$

в котором сопротивлением базы $r_{ББ'}$ в случае его отсутствия можно пренебречь ввиду его малости, а амплитуду переменного напряжения на базе VT1 находят по формуле

$$U_{мБ1} = I_{мБ1} \cdot R_{BX1}. \quad (5.52)$$

Мощность сигнала на входе транзистора VT1 определяют по выражению

$$P_{\sim BX1} = \frac{I_{мБ1} \cdot U_{мБ1}}{2} \quad (\text{или} \quad P_{\sim BX1} = \frac{1}{2} I_{мБ1}^2 \cdot R_{BX1}). \quad (5.53)$$

Коэффициент усиления напряжения предвыходного каскада K1, который понадобится при расчете общей ООС УМЗЧ, равен

$$K_1 = \frac{U_{мK1}}{U_{мБ1}} = \frac{U_{м.Б2} + U_{м.ВЫХ2} + I_{м.ВЫХ2} \cdot R_{МОС.VT2}}{I_{м.Б1} \cdot R_{BX1}}. \quad (5.54)$$

Результаты расчета входных параметров транзистора VT1 $I_{мБ1}$, $U_{мБ1}$, R_{BX1} , $P_{\sim BX1}$, являются исходными данными для расчета предварительного каскада УМЗЧ.

Предварительный каскад схемы рис. 4.3. Расчет однотактного предварительного каскада в режиме «А» на транзисторе VT_{пр}, включенном по схеме с ОЭ, проводится в основном так же, как и расчет предвыходного каскада.

Мощность сигнала на выходе транзистора VT_{пр} должна быть

$$P_{\sim \text{ВЫХ.ПР}} \approx (1,1 \dots 1,2) P_{\sim \text{ВХ.1}}. \tag{5.55}$$

Амплитуда переменного тока VT_{пр}

$$I_{\text{мК.ПР}} \approx (1,1 \dots 1,2) I_{\text{мБ2}}. \tag{5.56}$$

Коллекторный ток в точке покоя (постоянная составляющая коллекторного тока)

$$i_{\text{К0.ПР}} \geq (1,2 \dots 1,3) I_{\text{мК.ПР}}. \tag{5.57}$$

Если из (5.57) получается $i_{\text{ко.пр}} < 1 \text{ мА}$, то следует принять $i_{\text{ко.пр}} \approx 1 \dots 5 \text{ мА}$, так как при малых токах $i_{\text{ко}}$ частотные свойства транзисторов заметно ухудшаются.

Максимальное значение коллекторного тока VT1 в режиме «А» при полном использовании его по току

$$i_{\text{К.МАКС.ПР}} = i_{\text{К0.ПР}} + I_{\text{мК.ПР}} \approx 2i_{\text{К0.ПР}}. \tag{5.58}$$

Постоянное коллекторное напряжение U_{ко.пр} должно быть в несколько раз больше U_{м.вх1} что выполняется при U_{ко.пр} ≈ 2...5 В. С учетом этого U_{ко.пр} выбирают из условия

$$(2 \dots 5) \text{В} \leq U_{\text{К0.ПР}} \leq 0,25 E_{\text{В}}. \tag{5.59}$$

Если позволяет источник питания, то удобнее всего взять типовое значение U_{ко.пр} = 5 В, для которого в справочнике приводятся параметры транзистора.

Максимальная амплитуда переменного напряжения U_{мК.пр} на коллекторе и максимально возможное напряжение между коллектором и эмиттером U_{кЭ.МАКС.ПР} транзистора VT_{пр} будут:

$$U_{\text{мК.ПР}} \approx 0,25 E_{\text{В}}, \tag{5.60}$$

$$U_{\text{КЭ.МАКС.ПР}} \approx 0,5 E_{\text{В}}. \tag{5.61}$$

Мощность, потребляемая от источника питания выходной цепью VT_{пр}, и мощность, рассеиваемая на его коллекторе, будут:

$$P_{\text{0.ПР}} = i_{\text{К0.ПР}} \cdot E_{\text{В}}, \tag{5.62}$$

$$P_{\text{К.ПР}} = i_{\text{К0.ПР}} \cdot U_{\text{К0.ПР}}. \tag{5.63}$$

Выбор транзистора VTпр производится по условиям:

$$U_{КЭ.МАКС} \geq u_{КЭ.МАКС.ПР} \approx 0,5E_B; \quad I_{К.МАКС} \geq i_{К.МАКС.} \approx 2i_{К0.ПР}; \quad (5.64)$$

$$P_{К.МАКС} \geq P_{К.ПР}; \quad f_{h21Э.ПР} \geq (10...20)f_B.$$

В качестве VTпр берется маломощный транзистор подходящей структуры с максимально возможным коэффициентом усиления тока $h_{21Э.ПР}$ (например, КТ3102 или подобные ему).

Определяют ток смещения базы $i_{Б0.ПР}$, амплитуду переменного тока базы $I_{мБ.ПР}$, входное сопротивление $R_{ВХ.VTпр}$, амплитуду переменного напряжения базы относительно эмиттера $U_{мБ.ПР}$ и входную мощность $P_{\sim ВХ.ПР}$ транзистора:

$$i_{Б0.ПР} \approx \frac{i_{К0.ПР}}{h_{21Э.ПР}}, \quad (5.65)$$

$$I_{мБ.ПР} \approx \frac{I_{мК.ПР}}{h_{21Э.ПР}}, \quad (5.66)$$

$$R_{ВХ.VT.ПР} = r_{ББ'.ПР} + (1 + h_{21Э.ПР}) \frac{0,026}{i_{К0.ПР}}, \quad (5.67)$$

$$U_{мБ.ПР} = I_{мБ.ПР} \cdot R_{ВХ.ПР}, \quad (5.68)$$

$$P_{\sim ВХ.ПР} = \frac{I_{мБ.ПР} \cdot U_{мБ.ПР}}{2} \text{ (или } P_{\sim ВХ.ПР} = \frac{1}{2} I_{мБ.ПР}^2 \cdot R_{ВХ.ПР} \text{)}. \quad (5.69)$$

Напряжение смещения на базе VTпр можно взять примерно равным

$$U_{Б0.ПР} \approx (0,5...0,9)E_B. \quad (5.70)$$

Режим покоя транзистора VTпр обеспечивается делителем смещения $R_{Б.ПР} = R_{\phi} + R'_{Б.ПР}$ и $R_{ПР}$.

Для расчета сопротивлений делителя смещения нужно сначала рассчитать постоянное напряжение на эмиттере VTпр относительно общего провода $U_{Э0}$ и задаться током делителя $i_{дел}$.

Постоянное напряжение на эмиттере VTпр относительно общего провода будет

$$U_{Э0.ПР} = (i_{К0.ПР} + i_{Б0.ПР})R_{ОС1} + (U_{0R_{мос}VT3} + U_{К0VT3}), \quad (5.71)$$

где

$$(U_{0R_{мос}VT3} + U_{К0VT3}) = 0,5E_B \quad (5.72)$$

— постоянное напряжение между точкой соединения резисторов местной ООС $R_{мос.VT2}$ и $R_{мос.VT3}$ в выходном каскаде и общим проводом;

R_{oc1} — сопротивление в цепи общей ООС, которое берется по условию

$$R_{oc1} \geq 100R_H. \quad (5.73)$$

Током делителя задаются в пределах

$$i_{ДЕЛ} = (3...5)i_{Б0.ПР}. \quad (5.74)$$

Сопротивления делителя смещения определяются выражениями

$$R_{ПР} \approx \frac{U_{Э0.ПР} + U_{Б0.ПР}}{i_{ДЕЛ}}, \quad (5.75)$$

$$R_{Б.ПР} = R_{\Phi} + R'_{Б.ПР} \approx \frac{E_B - U_{Э0.ПР} + U_{Б0.ПР}}{i_{ДЕЛ} + i_{Б0.ПР}}. \quad (5.76)$$

Следует отметить, что выбором сопротивлений делителя смещения $(R_{\Phi} + R'_{Б.ПР})$ и $R_{ПР}$ обеспечивается режим покоя не только транзистора $VT_{ПР}$, но и транзистора VT_1 , поскольку между ними действует гальваническая связь. Точная подгонка смещения осуществляется подбором $R'_{Б.ПР}$.

Сопротивление резистора $R_{К.ПР}$ в цепи коллектора $VT_{ПР}$ берется в пределах

$$R_{К.ПР} = (5...10)R_{ВХ1}, \quad (5.77)$$

чтобы не шунтировать заметно $R_{ВХ.VT1}$ по сигналу.

Коэффициент усиления напряжения транзистора $VT_{ПР}$ без R_{oc2} , т. е. без МОС, будет

$$K_{VT.ПР} = K_{T.VT.ПР} \frac{R_{К\sim ПР}}{R_{ВХ.VT.ПР}} \cong h_{21Э.ПР} \frac{R_{К\sim ПР}}{R_{ВХ.VT.ПР}}, \quad (5.78)$$

где

$$R_{К\sim ПР} = \frac{R_{ВХ.VT1} \cdot R_{К.ПР}}{R_{ВХ.VT1} + R_{К.ПР}} \approx R_{ВХ.VT1} \quad (5.79)$$

— сопротивление нагрузки в цепи коллектора $VT_{ПР}$ по переменному току.

Далее выбирают ориентировочно сопротивление местной ООС R_{oc2} , руководствуясь условием

$$R_{oc1} \gg R_{oc2} \ll R_{К\sim ПР}, \quad (5.80)$$

в соответствии с которым оно получается сравнительно малым (порядка нескольких десятков Ом).

Вычисляют сквозную глубину местной ООС $F^*_{мос}$ (4.3) с учетом (4.4)...(4.6), а также глубину этой ООС при условии к. з. на входе $F^*_{мос.k.3.1}$ (4.8).

Затем определяют коэффициент усиления напряжения и входное сопротивление транзистора $VT_{ПР}$ с учетом полученной глубины $F^*_{мос.k.3.1}$ этой местной ООС $K_{VT_{ПР}.мос}$ (4.7) и $R_{ВХ.VT_{ПР}.мос}$ (4.9), которые понадобятся при расчете цепи общей ООС УМЗЧ. Отметим, что $K_{VT_{ПР}.мос}$ (4.7) не намного меньше $K_{VT_{ПР}}$

(5.78), т. к. глубина МОС $F^*_{\text{мос.к.3.1}}$ невелика из-за малого значения $R_{\text{ос2}}$. В связи с этим при расчете цепи общей ООС УМЗЧ иногда вместо $K_{\text{VTпр.мос}}$ используют $K_{\text{VTпр}}$.

Расчет цепи общей ООС схемы рис. 4.3. В основе этого расчета лежит выражение для сквозной глубины общей ООС УМЗЧ $F^*_{\text{общ.ус}}$ (4.12) с учетом $K_{\text{VTпр.мос}}$ (4.7), $F_{\text{общ.ус}}$ (4.11), $K_{\text{вх.ц. VTпр.мос}}$ (4.13), K_{VT1} (4.14) и $K_{\text{Эп}}$ (4.16).

По выражению (4.12), исходя из требуемого значения глубины общей ООС $F^*_{\text{общ.ус}}$ и ранее найденного в предварительном каскаде сопротивления местной ООС $R_{\text{ос2}}$, являющегося одновременно и сопротивлением общей ООС, уточняют ранее выбранное приближенно по выражению (5.73) сопротивление общей ООС $R_{\text{ос1}}$. Для этого, приведя выражение (4.12) к виду

$$\beta_{\text{общ.ус}} = \frac{F^*_{\text{общ.ус}} - 1}{K_{\text{вх.ц. VTпр.мос}} \cdot K_{\text{VTпр.мос}} \cdot K_{\text{VT1}} \cdot K_{\text{Эп}}} \quad (5.81)$$

и подставив в него найденные значения $R_{\text{вх.ц. VTпр.мос}}$ из (4.13), $K_{\text{VTпр.мос}}$ из (4.7), K_{VT1} из (4.14) и $K_{\text{Эп}}$ из (4.16), находят значение $\beta_{\text{общ.ус}}$.

Затем, преобразовав (4.11) к виду

$$R_{\text{ос1}} = \frac{R_{\text{ос2}}(1 - \beta_{\text{общ.ус}})}{\beta_{\text{общ.ус}}} \quad (5.82)$$

и подставив в него значения $R_{\text{ос2}}$ и $\beta_{\text{общ.ус}}$, находят значение $R_{\text{ос1}}$. Если оно отличается от ранее выбранного значения по (5.73), то уточняют ранее рассчитанные в предварительном каскаде $U_{\text{эо.пр}}$ (5.71), $R_{\text{пр}}$ (5.75) и $R_{\text{Б.пр}} = R_{\text{ф}} + R'_{\text{Б.пр}}$ (5.76).

Требуемая глубина общей ООС $F^*_{\text{общ.ус}}$, необходимая для расчета $R_{\text{ос1}}$, определяется в зависимости от технического задания.

1. Либо с точки зрения обеспечения заданной амплитуды напряжения сигнала $U_{\text{м.вых2}}$ на выходе УМЗЧ при заданном источнике сигнала $E_{\text{м.ист}}$, $R_{\text{ист}}$ и рассчитанных коэффициентах усиления напряжения трех каскадов и коэффициента передачи входной цепи УМЗЧ без общей ООС:

$$F^*_{\text{общ.ус}} = \frac{E_{\text{м.ист}} \cdot K_{\text{вх.ц. VTпр.мос}} \cdot K_{\text{VTпр.мос}} \cdot K_{\text{VT1}} \cdot K_{\text{Эп}}}{U_{\text{м.вых2}}}, \quad (5.83)$$

где $K_{\text{вх.ц. VTпр.мос}}$ из (4.13), $K_{\text{VTпр.мос}}$ из (4.7), K_{VT1} из (4.14), $K_{\text{Эп}}$ из (4.16), $U_{\text{м.вых2}}$ из (5.5), $E_{\text{м.ист}}$ из задания.

2. Либо с точки зрения обеспечения заданного коэффициента гармоник $K_{\text{Г.зад}}$:

$$F^*_{\text{общ.ус}} = \frac{K_{\text{Г.расч}}}{K_{\text{Г.зад}}} [1 + 10(K_{\text{Г.расч}} - K_{\text{Г.зад}})] \quad (5.84)$$

где $K_{\text{Г.расч}}$ — определяется графоаналитическим методом пяти ординат, как это подробно показано в параграфе 3.1.5 главы 3 при расчете двухкаскадного УМЗЧЗ.

3. Либо с точки зрения обеспечения заданного коэффициента сброса нагрузки H , характеризующего нестабильность напряжения сигнала на выходе УМЗЧ или, иначе говоря, относительное изменение амплитуды сигнала на выходе УМЗЧ при обрыве нагрузки

$$H = \frac{U_{m.ВЫХ2.X.X}}{U_{m.ВЫХ2}} = \frac{R_{ВЫХ.УС} + R_H}{R_H} \approx \frac{R_{ВЫХ.УС}}{R_H},$$

где $R_{ВЫХ.УС}$ — выходное сопротивление УМЗЧ:

$$F^*_{ОБЩ.УС} \approx \frac{K^*_{УС}}{K^*_{ООС.УС}} \approx \frac{H}{H-1}. \quad (5.85)$$

Емкость конденсатора $C_{р.ОС}$ определяется из выражения (4.1), в соответствии с которым

$$C_{р.ОС} \geq \frac{100}{2\pi f_H R_{ОС2}}. \quad (5.86)$$

При таком расчете $C_{р.ОС}$ можно местную и общую ООС считать частотно-независимыми и пренебрегать искажениями АЧХ.

Входное сопротивление транзистора $VT_{пр}$ с учетом последовательных по входу общей и местной ООС будет [1, 2]

$$R_{ВХ.VT_{пр}.ООС} = R_{ВХ.VT_{пр}.МОС} \cdot F^*_{ОБЩ.УС.К.3.1}, \quad (5.87)$$

где

$$F^*_{ОБЩ.УС.К.3.1} = 1 + \beta_{ОБЩ.УС} \cdot K_{VT_{пр}.МОС} \cdot K_{VT1} \cdot K_{ЭП} \quad (5.88)$$

— глубина общей ООС, вычисленная при к. з. со стороны входа, т. е. при $R'_{ист} \rightarrow 0$ и $K_{ВХ.Ц.VT_{пр}.МОС} \rightarrow 1$;

$\beta_{ОБЩ.УС}$, $K_{VT_{пр}.МОС}$, K_{VT1} и $K_{ЭП}$ определяются соответственно выражениями (1.14), (4.7), (4.16), (5.81).

Входное сопротивление схемы рис. 4.3 с учетом последовательных по входу общей и местной ООС и сопротивлений делителя смещения $R_{пр}$ и $R'_{Б.пр}$ в цепи базы транзистора $VT_{пр}$ определяется выражением

$$R_{ВХ.УС} = \left(\frac{1}{R_{ВХ.VT_{пр}.ООС}} + \frac{1}{R_{пр}} + \frac{1}{R'_{Б.пр}} \right)^{-1}. \quad (5.89)$$

Требуемое напряжение сигнала на входе транзистора $VT_{пр}$ с учетом последовательных по входу общей и местной ООС равно

$$U_{m.ВХ.ТРЕБ} = \frac{U_{m.ВЫХ2} \cdot F^*_{ОБЩ.УС.К.3.1}}{K_{VT_{пр}.МОС} \cdot K_{VT1} \cdot K_{ЭП}}. \quad (5.90)$$

где $K_{VT_{пр}.МОС}$, K_{VT1} и $K_{ЭП} \sim$ определяются соответственно из (4.7), (4.14) и (4.16).

Фактическое напряжение сигнала на входе транзистора VTпр с учетом последовательных по входу общей и местной ООС и делителя смещения в цепи базы VTпр будет

$$U_{m.BX.ФАКТ} = E_{m.ИСТ} \frac{R_{BX.УС}}{R_{ИСТ} + R_{BX.УС}}, \tag{5.91}$$

Выполнение условия

$$U_{m.BX.ФАКТ} \geq U_{m.BX.ТРЕБ} \tag{5.92}$$

означает, что техническое задание по обеспечению на выходе УМЗЧ необходимого напряжения сигнала $U_{m.вых2}$ выполнено.

Выполнение этого условия зависит от глубины общей ООС. При расчете требуемой глубины общей ООС с точки зрения 1) оно выполняется автоматически. При расчете требуемой глубины общей ООС с точек зрения 2) и 3) оно практически также выполняется. В противном случае эта проблема решается с помощью БРПУ (см. рис. 1.1 в главе 1), как это было показано в бестрансформаторных усилителях звуковой частоты с двухкаскадным УМЗЧ (см. параграф 3.1.8 и 3.2 главы 3).

Расчет емкостей выходного и входного конденсаторов Ср.вых и Ср.вх схемы рис. 4.3. Расчет емкости конденсатора Ср.вых производится, как и в двухкаскадном УМЗЧ (см. параграф 3.1.9), с точки зрения допустимых частотных искажений на нижней частоте f_n по формуле (3.115), где для простоты можно пренебречь $R_{вых}V_{Тоос}$, так как оно у выходного двухтактного ЭП очень мало из-за глубокой параллельной по выходу местной ООС в самом ЭП и из-за глубокой параллельной по выходу общей ООС УМЗЧ, и с точки зрения допустимого разряда этого конденсатора по формуле (3.123). Из двух полученных значений емкостей Ср.вых выбирается большее.

Емкость конденсатора Ср.вх определяется, как и в двухкаскадном УМЗЧ (см. параграф 3.1.9), с точки зрения допустимых частотных искажений на нижней частоте f_n по формуле (3.125), где вместо $R_{вх1}$ и $R_{вых.пр}$ берутся соответственно $R_{вх.ус}$ (5.89) и $R_{ист}$.

Напомним, что допустимые значения $M_{н.ср.вых.пр}$ и $M_{н.ср.вх}$ обычно задаются в децибелах в пределах 0,5...1,5 дБ, а в формулы подставляются в размах.

Расчет фильтра RфСф в цепи базы транзистора VTпр схемы рис. 4.3. Как отмечалось в главе 4 при описании схемы рис. 4.3, фильтр RфСф является одновременно и развязывающим фильтром, осуществляющим развязку между каскадами по цепям питания, и сглаживающим фильтром, осуществляющим дополнительное сглаживание пульсаций напряжения Ев выпрямителя. Сопротивление Rф этого фильтра в схеме рис. 4.3 входит в сопротивление базы RБ.пр делителя смещения транзистора VTпр. $R_{Б.пр} = R_{ф} + R'_{Б.пр}$, рассчитанное выше по формуле (5.76). Поскольку сопротивление $R'_{Б.пр}$ (как, впрочем, и Rпр) шунтирует вход VTпр по сигналу, то при разбивке RБ.пр на $R'_{Б.пр}$ и Rф большую часть RБ.пр относят к $R'_{Б.пр}$ в целях уменьшения этого шунтирования:

$$R_{\Phi} = \frac{1}{4} R_{\text{Б.ПР}}; \quad R'_{\text{Б.ПР}} = \frac{3}{4} R_{\text{Б.ПР}}. \quad (5.93)$$

Емкость конденсатора C_{Φ} рассчитывают либо ориентировочно по выражению

$$C_{\Phi} \geq \frac{50 \dots 100}{\omega_{\text{H}} R_{\Phi}}, \quad (5.94)$$

полученному из соотношения $1/\omega_{\text{H}} C_{\Phi} \leq R_{\Phi} / (50 \dots 100)$, либо точнее с точки зрения обеспечения требуемого коэффициента дополнительного сглаживания пульсаций [1] $\Phi_{\text{H}} = \sqrt{1 + (\omega_{\text{H}} C_{\Phi} R_{\Phi})^2}$:

$$\frac{\sqrt{\Phi_{\text{P}}^2 - 1}}{2\pi f_{\text{H}} R_{\Phi}} \leq C_{\Phi} \leq \frac{\sqrt{\Phi_{\text{H}}^2 - 1}}{2\pi f_{\text{H}} R_{\Phi}}, \quad (5.95)$$

где $f_{\text{H}} = m \cdot f_{\text{сети}} = 2 \cdot 50 \text{ Гц} = 100 \text{ Гц}$ — частота пульсаций напряжения двухполупериодного выпрямителя;

f_{H} — нижняя рабочая частота УМЗЧ.

Требуемые значения Φ_{P} и Φ_{H} определяются с учетом коэффициента пульсаций выпрямителя и его внутреннего сопротивления. Этот расчет затрагивает схему выпрямителя и поэтому здесь не приводится. Для расчета C_{Φ} по (5.95) можно взять приближенно $\Phi_{\text{P}} \approx \Phi_{\text{H}} \approx 10$.

5.3. Особенности расчета схемы трехкаскадного бестрансформаторного УМЗЧ на составных выходных транзисторах с одним источником питания и внешней нагрузкой, включенной в коллекторную цепь предвыходного каскада

Схема приведена в главе 4 на рис. 4.10. Она отличается от схемы рис. 4.3 только выходным каскадом, в котором к комплементарным транзисторам подключены более мощные транзисторы одинаковой структуры. Это позволяет обойтись менее мощными комплементарными транзисторами и менее мощным предвыходным транзистором, что облегчает их выбор. Это особенно важно для предвыходного транзистора, который, как говорилось в главе 4, работает в тяжелых условиях.

Следует отметить, что к схеме рис. 4.10 обращаются обычно тогда, когда в процессе расчета схемы рис. 4.3 не удается подобрать комплементарные транзисторы и особенно предвыходной транзистор.

Расчет схемы рис. 4.10 отличается от расчета схемы рис. 4.3 только расчетом выходного каскада, который выполняется в следующей последовательности: сначала рассчитывается плечо схемы на мощном выходном транзисторе VT4, затем плечо на комплементарном транзисторе VT2.

Полученные результаты используются для других плечей, соответственно на VT5 и VT3.

Расчет плеча на транзисторе VT4 схемы рис. 4.10 ведется по методике, изложенной в параграфе 5.2 для плеча на транзисторе VT2 схемы рис. 4.3 по формулам (5.1)...(5.33), в которых индексы «2» при символах заменяют на индексы «4».

Результаты расчета цепи базы транзисторов VT4 (VT5) — ток покоя базы i_{B04} и амплитуда переменного тока базы I_{mB4} , напряжение смещения U_{B04} , амплитуды переменного напряжения между базой и эмиттером U_{mB4} и на входе плеча на VT4 $U_{m.BX.4}$, а также входное сопротивление транзистора $R_{BX.4}$ и входная мощность плечей на VT4 и VT5 $P_{\sim BX.4(5)}$ используют для выбора и расчета режима комплементарных транзисторов VT2 (VT3), также работающих в режиме «В».

Эти расчеты сводятся к следующему.

Рассчитываются сопротивления резисторов R_2 и R_3 :

$$R_2 = R_3 \approx (5...10)R_{BX.VT4}. \quad (5.96)$$

Находят амплитуду переменного коллекторного тока I_{mK2} и значение тока покоя i_{K02} , которые должен обеспечить транзистор VT2:

$$I_{m.K2} = I_{m.B4} + I_{m.R2} \cong I_{m.B4} + \frac{U_{m.B4} + I_{m.K4} \cdot R_{MOC4}}{R_2}, \quad (5.97)$$

$$i_{K02} = i_{B04} + I_{OR2} \cong I_{B04} + \frac{U_{B04} + i_{K04} \cdot R_{MOC.VT4}}{R_2}. \quad (5.98)$$

Амплитуда переменного напряжения между коллектором и эмиттером транзистора VT2

$$U_{m.BYX2} = U_{m.B4} + I_{m.K4} \cdot R_{MOC4} + U_{m.BYX4}. \quad (5.99)$$

Постоянное коллекторное напряжение (напряжение в точке покоя) транзистора VT2

$$U_{K02} = 0,5E_B - U_{B04} - i_{K04} \cdot R_{MOC.VT4}. \quad (5.100)$$

Максимальное значение тока коллектора и минимальное значение напряжения между коллектором и эмиттером транзистора VT2:

$$i_{K.MAKC.2} = i_{K02} + I_{m.K2} \approx I_{m.K2}; \quad (5.101)$$

$$u_{K.MIN.2} = U_{K02} - U_{m.BYX.2}. \quad (5.102)$$

По найденному из (5.101) значению $i_{К.МАКС2}$ и выражениям (5.10) и (5.12) определяются среднее значение тока и мощность, потребляемые от источника питания коллекторными цепями транзисторов VT2 и VT3.

Определяют максимальную мощность рассеяния на коллекторе транзистора VT2 (или VT3)

$$P_{К.МАКС2} \approx 0,202P_{\sim Вых2-3} = 0,202 \frac{U_{м. Вых2} \cdot I_{мк2}}{2} \quad (5.103)$$

$$(или P_{К.МАКС2} \approx 0,202 \frac{U_{м.Вых2}^2}{2R_{ВХ4}}).$$

После этого по условиям (5.15)...(5.21) с учетом найденных из (5.101) и (5.103) значений $i_{К.МАКС2}$ и $P_{К.МАКС2}$ выбирают комплементарные транзисторы VT2 и VT3.

После выбора комплементарных транзисторов VT2 и VT3 расчет плеча на транзисторе VT2 продолжают в том же порядке и объеме, который изложен в параграфе 5.2 для плеча на транзисторе VT2 схемы рис. 4.3 сразу после выбора комплементарных транзисторов.

Если для выбранных транзисторов VT2 (VT3) в справочнике имеются выходные и входные ВАХ, то на семействе выходных статических характеристик транзистора VT2 строят нагрузочную характеристику через точку с координатами $i_{К.МАКС2}$ (5.101), $i_{К.МИН2}$ (5.102) и через проекцию точки покоя $i_{К02}$ (5.98), $U_{К02}$ (5.100) на ось $u_{К2}$ (по аналогии с рис. 5.1). Из построения находят ток покоя базы $i_{Б.02}$, максимальный ток базы $i_{Б.МАКС2}$ и амплитуду переменного тока базы VT2 схемы рис. 4.10:

$$I_{м.Б.2} = i_{Б.МАКС2} - i_{Б02} \approx i_{Б.МАКС2} \quad (5.104)$$

(аналогично (5.24) в схеме рис. 4.3).

Далее, аналогично тому, как это делалось в параграфе 5.2 для выходного каскада схемы рис. 4.3, по выходной характеристике транзистора VT2 (см. рис. 5.2) определяют напряжение смещения $U_{Б02}$, максимальное напряжение на базе $U_{Б.МАКС2}$, амплитуду переменного напряжения на базе относительно эмиттера транзистора VT2 схемы рис. 4.10 (по аналогии с (5.25) схемы рис. 4.3):

$$U_{м.Б.2} = u_{Б.МАКС2} - U_{Б02} \quad (5.105)$$

и амплитуду напряжения возбуждения для плеча на VT2 и VT4 схемы рис. 4.10 (по аналогии с (5.25) схемы рис. 4.3)

$$U_{м.ВХ2-4} = U_{м.Б2} + U_{м.Б4} + I_{м.Вых4} R_{МОС4} + U_{м.Вых4}, \quad (5.106)$$

а также входное сопротивление переменному току между базой и эмиттером транзистора VT2 схемы рис. 4.10 (по аналогии с (5.26) схемы рис. 4.3) и входное сопротивление плеча VT2 и VT4 схемы рис. 4.10 (по аналогии с (5.26))

$$R_{BXVT2} = U_{m.B2} / I_{m.B2}, \quad (5.107)$$

$$R_{BX.2-4} = U_{m.BX2} / I_{m.B2},$$

в которых используют (5.104)...(5.106) и ранее найденные при расчете плеча на VT4 $U_{m.B4}$, $I_{m.BYX4}$, R_{MOC4} и $U_{m.BYX}$.

Затем по аналогии с (5.27) определяют мощность, необходимую для возбуждения выходного каскада схемы рис. 4.10 на составных транзисторах VT2...VT4 и VT3...VT5

$$P_{\sim BX.2-4(3-5)} = 0,5 U_{m.BX2} \cdot I_{m.B2} \quad (5.108)$$

$$(\text{или } P_{\sim BX.2-4(3-5)} = 0,5 I_{m.B2}^2 \cdot R_{BX.2-4}),$$

где используют (5.104) и (5.106), (5.107).

При отсутствии выходных и входных ВАХ выбранных комплементарных транзисторов VT2 и VT3 в схеме рис. 4.10 расчет i_{B02} , $I_{m.B2}$, $R_{BX.VT2}$, $U_{m.B2}$, $U_{m.BX2-4}$, $R_{BX.2-4}$, $P_{\sim BX.2-4(3-5)}$ по аналогии с (5.28)...(5.32) выполняют приближенно по формулам:

$$i_{B02} \approx i_{K02} / h_{21\varnothing.2}; \quad (5.109)$$

$$I_{m.B02} \approx I_{m.K2} / h_{21\varnothing.2}; \quad (5.110)$$

$$R_{BX.VT2} = r_{BB'2} + r_{B'\varnothing2} = r_{BB'2} + (1 + h_{21\varnothing2})r_{\varnothing2} = r_{BB'2} + (1 + h_{21\varnothing2}) \frac{0,026}{I_{m.B2} / \pi}; \quad (5.111)$$

$$U_{m.B2} = I_{m.B2} \cdot R_{BX.VT2}; \quad (5.112)$$

$$U_{m.BX.2-4} = U_{m.B.2} + U_{m.B4} + I_{m.BYX4} \cdot R_{MOC4} + U_{m.BYX4}; \quad (5.113)$$

$$R_{BX.2-4} = U_{m.BX.2-4} / I_{m.B2}; \quad (5.114)$$

$$P_{\sim BX.2-4(3-5)} = 0,5 U_{m.BX.2-4} \cdot I_{m.B2} \quad (5.115)$$

$$(\text{или } P_{\sim BX.2-4(3-5)} = 0,5 I_{m.B2}^2 \cdot R_{BX.2-4}).$$

Коэффициент передачи напряжения сложного выходного ЭП на составных транзисторах будет

$$K_{ЭП} = \frac{U_{m.BYX4}}{U_{m.BX2}} = \frac{U_{m.BYX4}}{U_{m.B.2} + U_{m.B.4} + I_{m.K4} \cdot R_{MOC4} + U_{m.BYX}}. \quad (5.116)$$

Рассчитанные напряжения и токи смещения транзисторов VT2 и VT4 выходного каскада схемы рис. 4.10 (такие же будут и у транзисторов VT3 и VT5 другого плеча этого каскада) и температурная стабилизация постоянных коллекторных токов этих транзисторов i_{k02} , i_{k04} , i_{k03} , i_{k05} обеспечиваются с помощью цепочки смещения, состоящей из диода VD1 и регулировочного резистора R_{CM} (может быть несколько диодов с регулировочным резистором по схемам рис. 4.5). Для этого на цепочке смещения за счет постоянного коллекторного тока предвыходного транзистора VT1 нужно получить постоянное падение напряжения, равное

$$U_{oCM} = U_{o.2-4} + U_{o.3-5}, \quad (5.117)$$

где

$$U_{o.2-4} = U_{B02} + U_{B04} + i_{k04} \cdot R_{MOC.VT4}, \quad (5.118)$$

$$U_{o.3-5} = U_{B03} + U_{B05} + i_{k05} \cdot R_{MOC.VT5}, \quad (5.119)$$

которые при идеальной симметрии схемы будут равны $U_{o.2-4} = U_{o.3-5}$.

Величина U_{oCM} определяет тип и количество диодов смещения. Точную подгонку смещения и термостабилизации осуществляют переменным резистором R_{CM} с сопротивлением 18...200 Ом.

Результаты расчета цепей базы выходных транзисторов VT2...VT3 схемы рис. 4.10 i_{B02} , $U_{o.2-4}$, U_{oCM} , $I_{m.B2}$, $(U_{m.B2} + I_{m.B4} + I_{m.K4} \cdot R_{MOC.VT4})$, $U_{m.BX.2-4}$, $(R_{BX.VT2} + R_{BX.VT4} + R_{MOC.VT4})$, $R_{BX.2-4}$, $P_{\sim BX.2-4(3-5)}$ являются исходными данными для расчета предвыходного каскада на VT1.

Расчет предвыходного каскада схемы рис. 4.10 выполняется в том же порядке и объеме, который изложен в параграфе 5.2 для предвыходного каскада схемы рис. 4.3 (см. в параграфе 5.2 текст и формулы под заголовком «Предвыходной каскад схемы рис. 4.3»). Следует лишь учесть, что уравнения (5.38) и (5.41) для схемы рис. 4.10 с учетом специфики ее более сложного выходного каскада будут соответственно иметь вид:

$$U_{K01} = E_B - i_{K01} \cdot R_{K1} - 2(U_{B02} + U_{B04} + i_{k04} \cdot R_{MOC.VT4}) - i_{B01} \cdot R_{K1} \approx E_B/2;$$

$$U_{m.K1} = U_{m.BX.2-4} = U_{m.B2} + U_{m.B4} + I_{m.BYX4} \cdot R_{MOC.VT4} + U_{m.BYX4}.$$

Расчет предварительного каскада схемы рис. 4.10 выполняется в порядке и объеме, изложенном в параграфе 5.2 для предварительного каскада схемы рис. 4.3 (см. текст и формулы под заголовком «Предварительный каскад схемы рис. 4.3»).

Расчет цепи общей ООС схемы рис. 4.10 также полностью совпадает с расчетом цепи общей ООС схемы рис. 4.3 (см. в параграфе 5.2 текст и формулы под заголовком «Расчет цепи общей ООС схемы рис. 4.3»).

Расчет емкостей выходного и входного конденсаторов $C_{P.BYX}$ и $C_{P.BX}$ и расчет фильтра $R_{\Phi}C_{\Phi}$ в цепи базы транзистора VT_{ПР} в схеме рис. 4.10 также не отличается от аналогичных расчетов в схеме рис. 4.3 (см. в параграфе 5.2 текст и формулы под аналогичными заголовками).

5.4. Расчет схемы трехкаскадного бестрансформаторного УМЗЧ с одним источником питания и с ГСТ в коллекторной цепи предвыходного каскада

Рассчитываемая схема приведена в главе 4 на рис. 4.6. Она отличается от схемы рис. 4.3 тем, что в коллекторную цепь предвыходного транзистора VT1 вместо резистора R_{K1} и резистора внешней нагрузки R_H включен ГСТ на VT_{ГСТ} с $R_{ЭГСТ}$ и температурнозависимым делителем смещения из $R_{БГСТ}$ и двух диодов VD1_{ГСТ} и VD2_{ГСТ}, а вместо цепочки смещения на диоде VD1 и $R_{СМ}$ включен транзистор смещения VT_{СМ} с делителем $R_{Б.VT_{СМ}}$, $R_{V_{ТСМ}}$.

Использование ГСТ в коллекторной цепи VT1 в схеме рис. 4.6 преследует ту же цель, что и включение сопротивления внешней нагрузки в коллекторную цепь VT1 в схеме рис. 4.3 — облегчает условия работы транзистора VT1 предвыходного каскада. При этом схема рис. 4.6 имеет преимущества по сравнению со схемой рис. 4.3, выражающиеся в том, что, во-первых, в схеме рис. 4.6 благодаря использованию ГСТ в предвыходном каскаде лучше используется питающее напряжение и обеспечивается высокоомная нагрузка по сигналу, что позволяет увеличить амплитуду напряжения сигнала на выходе VT1 и повысить его коэффициент усиления по напряжению, уменьшить амплитуду переменного коллекторного тока VT1 и обойтись менее мощным транзистором, а во-вторых, в том, что в схеме рис. 4.6 внешняя нагрузка R_H не связана гальванически с УМЗЧ и через нее не протекают постоянные токи УМЗЧ, что и требуется в большинстве случаев на практике. Подробное описание схемы рис. 4.6 приведено в главе 4.

Расчет схемы рис. 4.6 отличается от расчета схемы рис. 4.3 только расчетом предвыходного каскада.

Рассмотрим расчет схемы рис. 4.6 в той же последовательности, что и расчет схемы рис. 4.3.

Расчет выходного каскада схемы рис. 4.6, работающего в режиме «В», ведется в том же порядке и объеме, который дан в параграфе 5.2 для выходного каскада в режиме «В» схемы рис. 4.3 (см. в параграфе 5.2 текст и формулы под заголовком «Выходной каскад схемы рис. 4.3»).

Расчет предвыходного каскада на транзисторе VT1 в режиме «А» схемы рис. 4.6 в связи с использованием в нем ГСТ и транзистора смещения VT_{СМ} заметно отличается от расчета предвыходного каскада транзистора VT1 в режиме «А» схемы рис. 4.3.

Примерный порядок расчета предвыходного каскада схемы рис. 4.6 приводится ниже, при этом по ходу расчета в необходимых случаях делаются ссылки на соответствующие расчетные формулы предвыходного каскада схемы рис. 4.3, приведенные в параграфе 5.2.

Мощность сигнала на выходе транзистора VT1 схемы рис. 4.6 определяется формулой

$$P_{\sim \text{ВЫХ1}} \geq (1,1 \dots 1,2) P_{\sim \text{ВХ2(3)}}, \quad (5.120)$$

т. е. должна на (10...20)% превышать мощность $P_{\sim BX.2(3)}$ (5.27), (5.32), потребляемую плечами выходного каскада (аналогично (5.34) для предвыходного каскада схемы рис. 4.3).

Амплитуда переменного коллекторного тока VT1 схемы рис. 4.6 должна быть

$$I_{m.K1} \geq 1,1 I_{m..B.2}, \quad (5.121)$$

как и (5.35) в предвыходном каскаде схемы рис. 4.3.

Отметим, что коэффициентом 1,1 в (5.121) учитывается небольшой переменный ток в ГСТ.

Поскольку транзистор VT1 работает в режиме «А», ток в точке покоя должен быть

$$i_{K01} \approx (1,1...1,2) I_{m.K1}, \quad (5.122)$$

как и в (5.36) для предвыходного каскада схемы рис.4. 3.

Максимальное значение коллекторного тока VT1 будет

$$i_{K.MAKC1} = i_{K01} + I_{mK1} \approx 2 \cdot i_{K01}, \quad (5.123)$$

как и (5.37) для предвыходного транзистора VT1 в схеме рис. 4.3.

Постоянное коллекторное напряжение транзистора VT1 в схеме рис. 4.6 в целях получения максимально возможной амплитуды напряжения сигнала на выходе VT1 должно быть $E_B / 2$

$$U_{K01} = E_B - U_{K0.ГСТ} - 2(U_{B02} + i_{K02} \cdot R_{МОС.VT2}) = E_B / 2, \quad (5.124)$$

что достигается подбором постоянного коллекторного напряжения $U_{K0.ГСТ}$ на ГСТ.

Максимальная амплитуда переменного коллекторного напряжения U_{mK1} и максимальное напряжение между коллектором и эмиттером $u_{KЭ.MAKC1}$ транзистора VT1 схемы рис. 4.6 будут определяться следующими выражениями:

$$U_{mK} = U_{m.BX2} = U_{mB2} + I_{m.ВыIX2} \cdot R_{МОС.VT2} + U_{m.ВыIX2} \approx E_B / 2; \quad (5.125)$$

$$u_{KЭ.MAKC1} = U_{K01} + U_{mK1} \approx E_B. \quad (5.126)$$

Мощность, потребляемая коллекторной цепью VT1 от источника питания в схеме рис. 4.6, будет

$$P_{0VT1} = E_B \cdot i_{K.CP1} \approx E_B \cdot i_{K01}, \quad (5.127)$$

как и (5.43) для предвыходного транзистора VT1 схемы рис. 4.3.

Мощность, рассеиваемая на коллекторе VT1 схемы рис. 4.6, определяется выражением

$$P_{K1} = P_{OVT1} - P_{\sim BЫX.VT1} = U_{K01} \cdot i_{K01} \approx (E_B/2) \cdot i_{K01}, \tag{5.128}$$

как и (5.44) для транзистора VT1 схемы рис. 4.3.

Полученные энергетические показатели позволяют выбрать предвыходной транзистор VT1 схемы рис. 4.6 по условиям (5.45)...(5.48), приведенным в параграфе 5.2 для предвыходного транзистора VT1 схемы рис. 4.3. Транзистор выбирается по справочнику или из перечня приведенных в параграфе 5.2 после формулы (5.23) транзисторов с подходящей структурой и с максимально возможным статическим коэффициентом усиления по току $h_{21Э}$.

После выбора транзистора VT1 нужно рассчитать ГСТ на VTГСТ для предвыходного транзистора VT1 и цепочку смещения и термостабилизации на VTСМ для выходных транзисторов VT2 и VT3.

Расчет ГСТ на транзисторе VTГСТ с его эмиттерным резистором RЭ.ГСТ местной ООС ГСТ и температурнозависимым делителем смещения RБ.ГСТ, VD1ГСТ и VD2ГСТ в цепи базы VTГСТ имеет конечной целью определение выходного сопротивления ГСТ RВЫХ.ГСТ, которое входит в нагрузку транзистора VT1 по переменному току и существенно влияет на показатели предвыходного каскада схемы рис. 4.6 по сигналу.

Выходное сопротивление ГСТ по переменному току RВЫХ.ГСТ должно быть значительно больше входного сопротивления выходного ЭП на VT2 и VT3 RВХ2 (5.26), (5.31), для чего выходное сопротивление транзистора VTГСТ по переменному току RВЫХ.VT.ГСТ, которое само по себе велико, дополнительно увеличивают введением в ГСТ местной последовательной по его выходу ООС с помощью резистора RЭ.ГСТ, получая RВЫХ.ГСТ.ООС, равное требуемому RВЫХ.ГСТ.

Расчет ГСТ сводится к следующему: выбирают транзистор VTГСТ и его режим работы по постоянному току, потом рассчитывают температурнозависимый делитель смещения RБ.ГСТ, VD1ГСТ, VD2ГСТ в цепи базы VTГСТ и сопротивление RЭ.ГСТ местной ООС в цепи эмиттера VTГСТ, а затем определяют выходное сопротивление транзистора VTГСТ по переменному току без ООС RВЫХ.VT.ГСТ и выходное сопротивление транзистора VTГСТ по переменному току с учетом ее местной ООС RВЫХ.VT.ГСТ.ООС, т. е. выходное сопротивление ГСТ $R_{ВЫХ.ГСТ} = R_{ВЫХ.VT.ГСТ.ООС}$.

Транзистор VTГСТ по частотным свойствам, постоянному току и напряжению должен быть аналогичен транзистору VT1, а по структуре противоположен ему. Поэтому в качестве VT1 и VTГСТ удобнее всего взять комплементарные транзисторы.

Ток покоя коллектора VTГСТ должен быть равен постоянному коллекторному току транзистора VT1:

$$i_{K0.ГСТ} = i_{K01}. \tag{5.129}$$

Постоянное напряжение на коллекторе ГСТ относительно общего провода определяется из выражения (5.124)

$$U_{K0ГСТ} = E_B - U_{K01} - 2(U_{B02} + i_{K02} \cdot R_{МОС.VT2}) \approx E_B - \frac{E_B}{2} - 2(U_{B02} + i_{K02} \cdot R_{МОС.VT2}) \approx \frac{E_B}{2}. \quad (5.130)$$

Постоянный ток базы VTГСТ

$$i_{B0.ГСТ} \approx i_{K0.ГСТ} / h_{21ЭГСТ}. \quad (5.131)$$

Ток делителя смещения ГСТ $i_{д.ГСТ}$ должен в несколько раз превышать ток смещения VTГСТ $i_{B0.ГСТ}$

$$i_{д.ГСТ} \geq (3...5)i_{B0.ГСТ}, \quad (5.132)$$

что способствует лучшей стабилизации тока покоя VTГСТ $i_{K0.ГСТ}$ за счет $R_{Э.ГСТ}$, так как при этом ток через $R_{Б.ГСТ}$ будет в основном определяться током делителя

$$i_{0.RБ.ГСТ} = i_{д.ГСТ} + i_{B0.ГСТ} \approx i_{д.ГСТ}. \quad (5.133)$$

Ток $i_{д.ГСТ}$ протекает через включенные в прямом направлении диоды VD1ГСТ и VD2ГСТ смещения и термостабилизации тока $i_{K0.ГСТ}$ и учитывается при выборе этих диодов.

Постоянное падение напряжения на диодах должно быть

$$n \cdot U_{0д.ГСТ} = U_{БЭ0.ГСТ} + U_{0.RЭ.ГСТ}, \quad (5.134)$$

где n — число последовательно включенных диодов;

$U_{БЭ0.ГСТ}$ — напряжение смещения VTГСТ;

$U_{0.RЭ.ГСТ}$ — постоянное падение напряжения на $R_{Э.ГСТ}$.

В качестве диодов VD1ГСТ и VD2ГСТ лучше всего использовать кремниевые диоды (так как у них меньше разброс параметров по сравнению с германиевыми диодами), например, КД 503...КД 510. Постоянное напряжение на них при включении в прямом направлении $U_{0д.ГСТ}$ близко к 0,5 В при токах $i_{0д.ГСТ} = (1...5)$ мА. Принимая это во внимание и учитывая, что постоянное напряжение на переходе между базой и эмиттером VTГСТ примерно равно $U_{БЭ0.ГСТ} \approx 0.5$ В, получим, согласно (5.134), следующее примерное значение постоянного падения напряжения на $R_{Э.ГСТ}$ при двух диодах VD1ГСТ и VD2ГСТ, т. е. при $n = 2$.

$$U_{0.RЭ.ГСТ} = 2 \cdot U_{0д.ГСТ} - U_{БЭ0.ГСТ} \approx 2 \cdot 0,5 - 0,5 \approx 0,5 \text{ В}. \quad (5.135)$$

Сопротивление резистора $R_{Э.ГСТ}$ определяется выражением

$$R_{Э.ГСТ} = \frac{U_{0RЭ.ГСТ}}{i_{K0.ГСТ} + i_{B0.ГСТ}} \approx \frac{U_{0RЭ.ГСТ}}{i_{K0.ГСТ}}. \quad (5.136)$$

Сопротивление $R_{Б.ГСТ}$ делителя смещения ГСТ находится по формуле, определяемой по уравнению Кирхгофа для базовой цепи ГСТ

$$R_{Б.ГСТ} = \frac{E_B - U_{БЭ0.ГСТ} - U_{0RЭ.ГСТ}}{i_{0Б.ГСТ}}. \quad (5.137)$$

Выходное сопротивление $V_{ТГСТ}$ по переменному току без ООС находится по выходным ВАХ $V_{ТГСТ}$ для точки покоя, как $R_{ВЫХ.VT.ГСТ} = \Delta i_{К.ГСТ} / \Delta u_{К.ГСТ}$ при $i_{B0.ГСТ}$ (рис. 5.4).

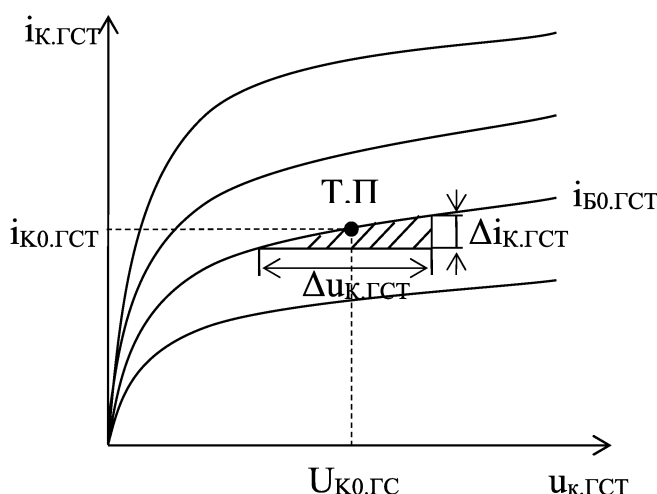


Рисунок 5.4

Для расчета выходного сопротивления $V_{ТГСТ}$ по переменному току с ООС $R_{ВЫХ.VT.ГСТ.ООС}$, которое и будет выходным сопротивлением ГСТ $R_{ВЫХ.ГСТ}$ нужно рассчитать глубину местной последовательной по выходу и по входу ООС в ГСТ за счет сопротивления $R_{Э.ГСТ}$.

Для этого, рассматривая $V_{ТГСТ}$ как усилительный элемент с нагрузкой в его коллекторной цепи по переменному току

$$R_{К\sim VT.ГСТ} = \frac{R_{BX2} \cdot R_{ВЫХ.VT1}}{R_{BX2} + R_{ВЫХ.VT1}} \quad (5.138)$$

и с сопротивлением ООС в эмиттерной цепи $R_{Э.ГСТ}$, находим коэффициент передачи напряжения ООС $\beta_{VT.ГСТ}$

$$\beta_{VT.ГСТ} = \frac{U_{mRЭ.ГСТ}}{U_{m.ВЫХ.VT.ГСТ}} = \frac{R_{Э.ГСТ}}{R_{К\sim VT.ГСТ} + R_{Э.ГСТ}} \approx \frac{R_{Э.ГСТ}}{R_{К\sim VT.ГСТ}}, \quad (5.139)$$

где R_{BX2} — входное сопротивление выходного ЭП на $VT2$ и $VT3$ (5.26), (5.31).

$R_{\text{ВЫХ.VT1}} = \Delta u_{K1} / \Delta i_{K1}$ при Δi_{B0} — выходное сопротивление транзистора VT1 по переменному току, которое можно взять равным рассчитанному выше $R_{\text{ВЫХ.VT.ГСТ}}$ (см. рис. 5.4), поскольку транзисторы VT1 и VTГСТ выбраны элементарными.

Выходное сопротивление VTГСТ по переменному току с учетом его местной ООС $R_{\text{ВЫХ.VT.ГСТ.ООС}}$, которое и будет выходным сопротивлением ГСТ по переменному току $R_{\text{ВЫХ.ГСТ}}$, определяется выражением

$$R_{\text{ВЫХ.ГСТ}} = R_{\text{ВЫХ.VT.ГСТ.ООС}} = R_{\text{ВЫХ.VT.ГСТ}} (1 + \beta_{\text{VT.ГСТ}} \cdot K_{\text{VT.ГСТ}}), \quad (5.140)$$

где $(1 + \beta_{\text{VT.ГСТ}} \cdot K_{\text{VT.ГСТ}})$ — глубина местной ООС в ГСТ;

$$K_{\text{VT.ГСТ}} \approx \frac{h_{21Э.ГСТ}}{R_{\text{ВХ.VT.ГСТ}}} \cdot R_{\text{К~VT.ГСТ}} \quad (5.141)$$

— коэффициент усиления напряжения VTГСТ без ООС;

$$\begin{aligned} R_{\text{ВХ.VT.ГСТ}} &= r_{\text{ББ'.VT.ГСТ}} + r_{\text{Э.VT.ГСТ}} \cdot (1 + h_{21Э.VT.ГСТ}) = \\ &= r_{\text{ББ'.VT.ГСТ}} + (1 + h_{21Э.VT.ГСТ}) \cdot \frac{0,026}{i_{\text{К0.ГСТ}}} \end{aligned} \quad (5.142)$$

— входное сопротивление транзистора VTГСТ.

Следует отметить, что сопротивлением базы $r_{\text{ББ'.VT.ГСТ}}$ в (5.142) можно пренебречь вследствие его малости.

С учетом найденного выходного сопротивления ГСТ $R_{\text{ВЫХ.ГСТ}}$ сопротивление нагрузки по переменному току для предвыходного транзистора VT1 будет

$$R_{\text{К~VT1}} = \frac{R_{\text{ВХ2}} \cdot R_{\text{ВЫХ.ГСТ}}}{R_{\text{ВХ2}} + R_{\text{ВЫХ.ГСТ}}}, \quad (5.143)$$

где $R_{\text{ВХ2}}$ — входное сопротивление выходного ЭП, которое находится раньше при расчете выходного каскада схемы рис. 4.6 по формуле (5.26) или (5.31).

Значение $R_{\text{К~VT1}}$ позволит в конце расчета предвыходного каскада найти его коэффициент усиления напряжения K_{VT1} , который понадобится при расчете общего коэффициента усиления схемы рис. 4.6.

Перейдем к расчету транзистора VT_{см} с его резисторами смещения $R_{\text{Б.VT1.см}}$ и $R_{\text{VTсм}}$ в коллекторной цепи предвыходного транзистора VT1, с помощью которых обеспечивается смещение на базах выходных транзисторов VT2 и VT3 $U_{\text{Б02(3)}}$ и $i_{\text{Б02(3)}}$ и температурная стабилизация их коллекторных токов $i_{\text{К02}}$ и $i_{\text{К03}}$, найденных при расчете выходного каскада схемы рис. 4.6.

В качестве VT_{см} можно использовать любой маломощный транзистор с частотными свойствами как у VT1 (например, КТ3102), поскольку падение напряжения на нем составляет около 1 В, а мощность, рассеиваемая на его коллекторе, очень мала (не превышает долей милливатта).

Для расчета сопротивлений $R_{\text{Б.VTсм}}$ и $R_{\text{VTсм}}$ делителя смещения в цепи базы транзистора VT_{см} задаются током делителя смещения $i_{\text{д.VTсм}}$ заметно меньше

постоянного тока i_{K01} предвыходного транзистора VT1, но заметно больше тока смещения транзистора VT_{CM}

$$(3...5) \cdot i_{B0VT_{CM}} \leq i_{D.VT_{CM}} \ll i_{K01}, \tag{5.144}$$

где ориентировочно полагают, что $i_{B0VT_{CM}} \approx i_{K01} / h_{21Э.VT_{CM}}$.

С учетом этого находят ориентировочно сумму резисторов $R_{Б.VT_{CM}}$ и $R_{VT_{CM}}$

$$R_{Б.VT_{CM}} + R_{VT_{CM}} = U_{K0.VT_{CM}} / i_{D.VT_{CM}}, \tag{5.145}$$

где $U_{K0.VT_{CM}}$ — постоянное напряжение между коллектором и эмиттером транзистора VT_{CM}, которое можно брать порядка 1 В.

В целях обеспечения возможности регулировки режима покоя VT_{CM} в больших пределах для подгонки смещения и термостабилизации в транзисторах выходного каскада VT2 и VT3 следует из полученной суммы сопротивлений (5.145) большую часть отнести к переменному резистору $R_{Б.VT_{CM}}$:

$$R_{Б.VT_{CM}} = \frac{2}{3} \cdot (R_{Б.VT_{CM}} + R_{VT_{CM}}); \tag{5.146}$$

$$R_{VT_{CM}} = \frac{1}{3} \cdot (R_{Б.VT_{CM}} + R_{VT_{CM}}). \tag{5.147}$$

На этом расчеты коллекторной цепи предвыходного каскада транзистора VT1 можно закончить и перейти к расчету параметров входной цепи этого транзистора: i_{B01} , $I_{м.Б1}$, $U_{м.Б1}$, $R_{ВХ1}$, $P_{\sim ВХ1}$ с учетом найденных выше i_{K01} (5.122) и $I_{м.К1}$ (5.121), что делается в том же порядке и по тем же формулам, которые приведены в параграфе 5.2 для этих параметров предвыходного каскада схемы рис. 4.3, т. е. или по ВАХ выбранного VT1, если они имеются в справочнике, или по приближенным формулам, в случае отсутствия ВАХ в справочнике (см. в параграфе 5.2 текст и формулы под заголовком «Предвыходной каскад схемы рис. 4.3»).

В заключение расчета предвыходного каскада на VT1 схемы рис. 4.6 определяется коэффициент усиления напряжения этого каскада K_{VT1} , который понадобится для оценки общего коэффициента усиления напряжения схемы рис. 4.6 и для расчета цепей общей ООС этой схемы.

Результаты расчета входных параметров предвыходного транзистора VT1 схемы рис. 4.6 i_{B01} , $I_{м.Б1}$, $R_{ВХ1}$, $U_{м.Б1}$, $P_{\sim ВХ1}$ являются исходными данными для расчета предварительного каскада схемы рис. 4.6.

Расчет предварительного каскада, расчет цепи общей ООС, расчет емкостей выходного и входного конденсаторов $C_{Р.ВЫХ}$ и $C_{Р.ВХ}$, расчет фильтра $R_{\Phi}C_{\Phi}$ в цепи базы транзистора VT_{ПР} в схеме рис. 4.6 не отличается от аналогичных расчетов в схеме рис. 4.3 (см. в параграфе 5.2 текст и формулы под аналогичными заголовками).

5.5. Расчет схемы трехкаскадного бестрансформаторного УМЗЧ с биполярным источником питания и с ГСТ в коллекторной цепи предвыходного каскада

Схема приведена в главе 4 на рис. 4.9. Там же дано подробное описание схемы. Она отличается от рассчитанной в предыдущем параграфе 5.4 схемы рис. 4.6, во-первых, питанием от двух источников $\pm E_B / 2$ и $\mp E_B / 2$ питания (что позволило исключить на выходе схемы конденсатор $C_{Р.ВЫХ}$, а на входе схемы вместо делителя смещения ($R_{Б.ПР} + R_{Ф}$) и $R_{ПР}$ использовать только $R_{ПР}$), и, во-вторых, включением в цепь общей ООС эмиттерного повторителя на VT_{OC} , работающего на ГСТ2 из $VT_{ГСТ2}$ и $R_{Э.ГСТ2}$ в общей эмиттерной цепи транзисторов $VT_{ПР}$ и VT_{OC} (что позволило исключить протекание постоянного тока $i_{Э0ПР}$ предварительного транзистора $VT_{ПР}$ через выходной $VT3$).

Важно сознавать, что в схеме рис. 4.9 нельзя подключать к общему проводу (к корпусу) провода от $R_{Э.ГСТ2}$, от диода $VD2_{ГСТ1}$, от $R_{Э.ГСТ1}$ и от коллектора $VT3$ во избежание закорачивания источника $\mp E_B / 2$.

Следует отметить, что схему рис. 4.9 при желании можно перевести на питание от одного источника $\pm E_B$. Для этого в ней нужно среднюю точку источников питания отключить от общего провода (от корпуса) и одновременно провода от вывода $-E_B / 2$, от коллектора $VT3$, от $R_{Э.ГСТ1}$, от диода $VD2_{ГСТ1}$ и от $R_{Э.ГСТ2}$ присоединить к общему проводу, на выходе схемы включить конденсатор $C_{Р.ВЫХ}$, а на входе схемы цепь подачи смещения на $VT_{ПР}$ выполнить аналогично схеме на рис. 4.6. При этом получится описанная в главе 4 схема рис. 4.8.

Расчет выходного каскада схемы рис. 4.9 выполняется так же, как расчет выходного каскада схемы рис. 4.6 и схемы рис. 4.3 (см. в параграфе 5.4 и в параграфе 5.2).

Расчет предвыходного каскада схемы рис. 4.9 выполняется в том же порядке и объеме, который изложен в параграфе 5.4 для предвыходного каскада схемы рис. 4.6 (см. в параграфе 5.4 текст и формулы под заголовком «Расчет предвыходного каскада на транзисторе $VT1$ в режиме «А» схемы рис. 4.6»).

Расчет предварительного каскада схемы рис. 4.9 имеет отличия от расчета предварительного каскада в схемах рис. 4.6 и 4.3, подробно рассмотренного при расчете схемы рис. 4.3 в параграфе 5.2. Эти отличия обусловлены отличиями в схемах этих каскадов.

Рассмотрим этот расчет.

Сначала, как и в расчете предварительного каскада в схеме рис. 4.3 (см. параграф 5.2), определяют параметры, необходимые для выбора транзистора $VT_{ПР}$: $P_{\sim Вых.ПР}$ (5.55), $I_{м.к.ПР}$ (5.56), $i_{к0.ПР}$ (5.57), $i_{к.макс.ПР}$ (5.58), $U_{к0.ПР}$ (5.59), $U_{м.к.ПР}$ (5.60), $u_{кЭ.макс.ПР}$ (5.61), $P_{0.ПР}$ (5.62), $P_{к.ПР}$ (5.63).

Выбор транзистора $VT_{ПР}$ производят по условиям (5.64). В качестве $VT_{ПР}$ берется маломощный транзистор с нужной структурой и максимально возможным коэффициентом усиления тока $h_{21Э.ПР}$, например, КТ3102 или подобные ему. Одновременно с выбором $VT_{ПР}$ выбирают и транзисторы в цепи общей ООС VT_{OC} и $VT_{ГСТ2}$, поскольку они взаимосвязаны. Их берут однотипными с $VT_{ПР}$.

После выбора $V_{T_{\text{ПР}}}$, как и в схеме рис. 4.3, определяют $i_{B0.\text{ПР}}$ (5.65), $R_{K\sim\text{ПР}}$ (5.77), $I_{mB.\text{ПР}}$ (5.66), $U_{B0.\text{ПР}}$ (5.70) и ориентировочно $R_{BХ.VT_{\text{ПР}}}$ (5.67), $U_{mB.\text{ПР}}$ (5.68), $P_{\sim BХ.\text{ПР}}$ (5.69), R_{OC2} (5.80), которые в дальнейшем уточняются в связи с тем, что фактическое значение $R_{BХ.\text{ПР}}$ будет несколько другим из-за связи $V_{T_{\text{ПР}}}$ с $V_{T_{OC}}$ по эмиттерной цепи.

Последующий расчет предварительного каскада схемы рис. 4.9 имеет отличия от расчета в схеме рис. 4.3.

Так как схема рис. 4.9 питается от двух источников питания и при сбалансированном выходном эмиттерном повторителе потенциал базы $V_{T_{OC}}$ близок к нулю (как и потенциальная точка соединения резисторов $R_{MOC.VT2}$, $R_{MOC.VT3}$ и R_H), то базу $V_{T_{\text{ПР}}}$ нужно подключить к общему проводу (к корпусу) через $R_{\text{ПР}}$.

Отметим, что в целом каскад на $V_{T_{\text{ПР}}}$ и $V_{T_{OC}}$ можно назвать квазидифференциальным (квази потому, что отсутствует коллекторное сопротивление $R_{K.VT_{OC}}$). В целях повышения температурной стабильности выбирают $i_{K0.VT_{OC}} = i_{K0.VT_{\text{ПР}}}$. Следовательно,

$$i_{K0.VT_{\text{гст}2}} = 2 \cdot i_{K0.VT_{\text{ПР}}}, \quad (5.148)$$

$$i_{B0.VT_{\text{ПР}}} = i_{B0.VT_{OC}} = i_{K0.VT_{\text{ПР}}} / h_{21Э.VT_{\text{ПР}}}. \quad (5.149)$$

В связи с тем, что в схеме рис. 4.9 в отличие от схемы рис. 4.3 через сопротивление R_{OC1} не протекает постоянный эмиттерный ток $i_{Э0.VT_{\text{ПР}}} = i_{K0.VT_{\text{ПР}}} + i_{B0.VT_{\text{ПР}}}$ предварительного каскада, сопротивление R_{OC1} можно выбрать существенно больше, чем в схеме рис. 4.3 (5.73), т. е.

$$R_{OC1} \approx 1000 \cdot R_H. \quad (5.150)$$

Далее предстоит рассчитать коэффициент усиления напряжения каскада на $V_{T_{\text{ПР}}}$ с учетом местной ООС $K_{VT_{\text{ПР.мос}}}$, который понадобится для расчета цепи общей ООС.

Однако точный расчет $K_{VT_{\text{ПР.мос}}}$ в схеме рис. 4.9 еще более затруднителен, чем в схеме рис. 4.3. Дело в том, что транзистор $V_{T_{\text{ПР}}}$ предварительного каскада схемы рис. 4.9 включен по схеме с разделенной нагрузкой. Коллекторной нагрузкой является сопротивление

$$R_{K\sim\text{ПР}} = \frac{R_{BХ.VT1} \cdot R_{K.\text{ПР}}}{R_{BХ.VT1} + R_{K.\text{ПР}}}, \quad (5.151)$$

как и в схеме рис. 4.3 (5.79). Эмиттерной же нагрузкой, в отличие от схемы рис. 4.3, является эмиттерная цепь транзистора $V_{T_{OC}}$, сопротивление которой можно рассчитать только зная точное значение R_{OC2} с учетом известного коэффициента усиления предварительного каскада.

Поэтому на практике $K_{VT_{\text{ПР.мос}}}$ в схеме рис. 4.9 точно не рассчитывают, а берут значение $K_{VT_{\text{ПР.мос}}} \approx 1$, что близко для каскадов с разделенной нагрузкой. Последующую регулировку можно осуществить подбором R_{OC2} .

Потом переходят к расчету цепи общей ООС.

Расчет цепи общей ООС схемы рис. 4.9 проводится в основном так же, как и в схеме рис. 4.3, по формулам (5.81)...(5.86).

Сопротивление $R_{Э,ГСТ2}$ рассчитывается аналогично $R_{Э,ГСТ}$ (5.138).

Сопротивление эмиттерной цепи транзистора VT_{OC}

$$R_{Э,VT_{OC}} = \frac{0,026}{i_{K0VT_{OC}}} + \frac{r_{ББ',VT_{OC}} + R_{OC2}}{1 + h_{21Э1VT_{OC}}}. \quad (5.152)$$

Уточняется входное сопротивление транзистора $VT_{ПР}$ с учетом его связи с транзистором VT_{OC}

$$R_{ВХ,VT_{ПР}} = r_{ББ',VT_{ПР}} + \left(\frac{0,026}{i_{K0VT_{ПР}}} + R_{Э,VT_{OC}} \right) \cdot (1 + h_{21Э1VT_{ПР}}). \quad (5.153)$$

Входное сопротивление схемы рис. 4.9 с учетом $R_{ВХ,VT_{ПР}}$ (5.153) и сопротивления резистора $R_{ПР}$

$$R_{ВХ,УС} = \left(\frac{1}{R_{ВХ,VT_{ПР,ООС}}} + \frac{1}{R_{ПР}} \right)^{-1}, \quad (5.154)$$

где $R_{ПР}$ — сопротивление в цепи базы $VT_{ПР}$ берется по условию

$$R_{ПР} = R_{OC1}, \quad (5.155)$$

$$R_{ВХ,VT_{ПР,ООС}} = R_{ВХ,VT_{ПР,МОС}} \cdot F_{ОБЩ,УС,К.3.1}^* \quad (5.156)$$

— входное сопротивление транзистора $VT_{ПР}$ с учетом последовательных по входу общей и местной ООС, как и (5.87).

В (5.156) можно приближенно взять $R_{ВХ,VT_{ПР,МОС}}$ равным $R_{ВХ,VT_{ПР}}$ (5.153).

Емкость входного конденсатора $C_{Р,ВХ}$ определяется, как и в схеме рис. 4.3, с точки зрения допустимых частотных искажений на нижней рабочей частоте f_H по формуле (3.125), где вместо $R_{ВХ1}$ и $R_{ВЫХ,ПР}$ берутся соответственно $R_{ВХ,УС}$ (5.154) и $R_{ИСТ}$.

Требуемое напряжение сигнала на входе схемы рис. 4.9 рассчитывается по формуле (5.90), где K_{VT1} и $K_{ЭП}$ определены при расчете выходного и предвыходного каскадов, а $K_{VT_{ПР,МОС}} = 1$.

Фактическое напряжение сигнала на входе схемы рис. 4.9 будет определяться формулой (5.91).

Выполнение условия (5.92) будет означать, что техническое задание по обеспечению на выходе схемы рис. 4.9 необходимого напряжения сигнала $U_{м,ВЫХ2}$ выполнено. В противном случае эту проблему решают с помощью дополнительного усиления сигнала в БРПУ (см. рис. 1.1 в главе 1), как было показано в бестрансформаторных усилителях звуковой частоты с двухкаскадным УМЗЧ (см. параграфы 3.1.8 и 3.2 главы 3).

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В книге систематизирован обширный материал по схемотехнике и расчету высококачественных бестрансформаторных усилителей звуковых частот, позволяющий осуществлять выбор, обоснование и расчет различных вариантов схем как многокаскадных усилителей, так и отдельно взятых усилительных каскадов на биполярных и полевых транзисторах в дискретном, интегральном или смешанном исполнении. Этот материал отвечает требованиям ряда направлений ГОС подготовки бакалавров, магистров и специалистов, которые указаны в аннотации.

Книга предназначена для студентов вузов, обучающихся очно и заочно, включая дистанционное обучение по направлению подготовки бакалавров, магистров и специалистов, и может быть использована студентами как при подготовке к практическим и лабораторным занятиям, так и в самостоятельной работе при выполнении домашних расчетно-графических работ, контрольных и курсовых работ (проектов) и выпускных работ.

Книга может быть использована и для повышения квалификации работниками предприятий связи.

Правила выполнения и оформления курсовой (контрольной) работы (проекта)

1. Работа (проект) включает в себя:

- титульный лист (приложение Б);
- оглавление;
- исходные данные для работы;
- обоснование выбора схемы и ее отдельных узлов;
- расчет схемы усилителя;
- заключение о результатах проектирования, дату выполнения проекта, подпись студента;
- список использованной литературы;
- схему усилителя электрическую принципиальную;
- перечень элементов схемы.

2. Текстовая часть работы (проекта) должна быть разборчиво написана на одной стороне листа стандартного размера (А4, 297×210 мм) с полями шириной 20 мм и иметь переплет. Допускается использование папки-скоросшивателя (использование школьных или общих тетрадей не допускается). Текст пояснительной записки следует разбить на разделы, снабженные заголовками. Страницы в обязательном порядке должны иметь нумерацию. Первый номер присваивается титульному листу, но не пишется. Остальные текстовые страницы и страницы с рисунками нумеруются в той последовательности, в которой они сброшюрованы в проекте.

Содержание записки должно быть изложено литературным языком, без сокращений, упрощений, жаргонных выражений и т. п.

3. В текст каждого раздела необходимо вклеить принципиальную или упрощенную схему рассчитываемого узла с соблюдением правил черчения и требований ЕСКД (приложение В) и соответствующие характеристики усилительного прибора с необходимыми построениями. Схема и характеристики должны быть выполнены на масштабно-координатной бумаге (использование кальки запрещено). Графические материалы не должны закрывать текстовую часть проекта.

4. Формулы, по которым ведется расчет, должны быть приведены в тексте полностью, с объяснением буквенных обозначений. При подстановке числовых значений необходимо указывать их в основных единицах, например, вольт, ампер, Ом и др. (приложение Г).

5. Рядом с расчетной формулой необходимо обязательно сделать ссылку на источник и номер этой формулы в источнике или указать страницу, где данная формула приведена, например [1, (3.1)] или [1, с. 30], а в списке литературы дать полное наименование источника под номером 1.

6. После расчета напряжения источника питания нужно сразу выбрать его номинальное значение согласно ряду напряжений (приложение Д).

После получения числовых характеристик параметров элементов принципиальной схемы, резисторов и конденсаторов, необходимо сразу выбрать их номинал и тип согласно шкале ГОСТ или ряду конкретного типа изделия (приложение Е). При проведении всех последующих расчетов надо оперировать только номинальными параметрами.

7. Принципиальная схема усилителя вычерчивается карандашом на листе бумаги формата А4 (297×210 мм) с соблюдением технических правил черчения и требований ЕСКД (приложение В). Принципиальная схема должна обязательно иметь рамку и штамп (приложение Ж).

8. Перечень элементов принципиальной схемы оформить на листе бумаги формата А4 с указанием для резисторов типа, мощности рассеяния, номинального сопротивления, а для конденсаторов — типа, рабочего напряжения и номинальной емкости (приложение З).

Федеральное агентство связи

**Федеральное государственное образовательное бюджетное учреждение
высшего профессионального образования**

**«Сибирский государственный университет
телекоммуникаций и информатики»**

Дисциплина:

**Курсовая (контрольная) работа (проект)
на тему:**

Исполнитель _____

Группа № _____

(Для студентов-заочников кроме этого указать адрес и шифр)

20__ г.



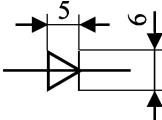
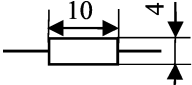
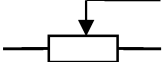
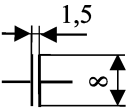
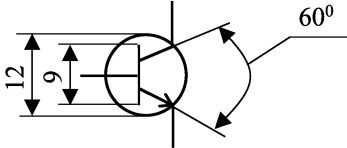
Правила обозначения элементов принципиальных
схем (буквенные коды) ГОСТ 2.710-81

- R — резисторы;
- C — конденсаторы;
- L — катушка индуктивности;
- VT, VD — приборы полупроводниковые;
- X — соединения контрольные (общее обозначение).

Все элементы принципиальной схемы кроме буквенного индекса снабжаются порядковым номером. Порядок присвоения номеров элементам принципиальной схемы: слева направо, сверху вниз, причем нумерация ведется для каждого типа элемента отдельно. Отдельно нумеруются резисторы R1, R2, ..., R10, конденсаторы C1, C2, ..., C8 и т. д. Буквенные индексы и цифры должны быть одной высоты.

Условные графические обозначения в схемах по ГОСТ 2.730-73, 2.728-74

Все геометрические элементы условных обозначений выполняются линиями той же толщины, что и линии электрической связи.

Провод соединительный	Толщина 0,3...0,5
Ответвление или соединение проводов	 Диаметр 0,8
Корпус	
Диод выпрямительный	
Резистор нерегулируемый	
Резистор регулируемый	
Конденсатор. Знак «+» ставится только у электролитических полярных конденсаторов Т	
Транзистор (структуры n-p-n)	

Обозначение единиц измерения физических величин

С 01.01.1971 г. введена к обязательному использованию Единая система конструкторской документации (ЕКСД) и Международная система единиц (СИ). В международной системе единиц принято правило сокращенного обозначения единиц измерений в виде одной, двух или трех букв, входящих в наименование единицы с соответствующими приставками. Сокращение единиц, названных именами ученых, пишутся с прописной (заглавной) буквы, все остальные пишутся строчными (малыми) буквами. Ниже приводится перечень обозначений, наиболее употребляемых в усилительной технике единиц и приставок в русском и международном написании.

Наименование единиц	Обозначения		Наименование единиц	Обозначения	
	русское	между- народное		русское	между- народное
метр	м	m	фарад	Ф	F
секунда	с	S	Ом	Ом	Ω
градус Цельсия	°C	°C	сименс	См	S
ампер	A	A	генри	Гн	H
герц	Гц	Hz	вебер	Вб	Wb
ватт	Вт	W	тесла	Т	T
кулон	Кл	C	бел	Б	B
вольт	В	V			

Множители и приставки

Множитель	Наименование	Приставка	
		обозначение русское	обозначение международное
10 ⁹	гига	Г	G
10 ⁶	мега	М	M
10 ³	кило	к	k
10 ²	гекто	г	h
10 ¹	дека	да	da
10 ⁻¹	деци	д	d
10 ⁻²	санти	с	s
10 ⁻³	милли	м	m
10 ⁻⁶	микро	мк	μ
10 ⁻⁹	нано	н	n
10 ⁻¹²	пико	п	p

**Номинальные значения напряжений источников питания РЭА
(ГОСТ 18275-72)**

Постоянные напряжения в вольтах выбираются из ряда:
3,0; 4,0; 5,0; 5,2; 6,0; 9,0; 12,0; 15,0; 20,0; 24,0; 27,0; 36,0; 40,0
(ряд имеет продолжения в обе стороны).

Основные правила выбора типов и параметров элементной базы

При проектировании радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) всегда следует принимать меры с целью повышения ее надежности. Поэтому рекомендуется выбирать резисторы с допустимой мощностью рассеяния примерно в 2 раза большей, чем имеет место в реальной схеме. Конденсаторы должны выбираться на рабочее напряжение, превышающее фактическое в 2 раза. Брать больший запас не имеет смысла, поскольку такая перестраховка приводит к заметному росту стоимости, массы и габаритов проектируемого устройства.

Резисторы

Ряды Е номинальных значений сопротивлений резисторов

Индекс ряда	Номинальные значения (умножаются на любое число, кратное 10)						Допуск к номиналу, %
Е6	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	±20
Е12	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	±10
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2	
Е24	1,0	1,5	2,2	3,3	4,7	6,8	±5
	1,1	1,6	2,4	3,6	5,1	7,5	
	1,2	1,8	2,7	3,9	5,6	8,2	
	1,3	2,0	3,0	4,2	6,2	9,1	
Е48	100	147	215	316	464	681	±1,2 и менее до ±0,01
	105	154	226	332	487	715	
	110	162	237	348	511	750	
	115	169	249	365	536	787	
	121	178	261	383	562	825	
	127	187	274	402	590	866	
	133	196	287	422	619	909	
	140	205	301	442	649	953	

Примечание. Номиналы сопротивлений резисторов больше 100 Ом получаются умножением этой шкалы на 10, 100, 1000 и т. д.

Постоянные резисторы

1. Резисторы типа МЛТ (металлопленочные, лакированные, теплостойкие). Вид резистора — непроволочный, ряд Е24 с допусками ±2, 5, 10%.

Основные параметры резисторов МЛТ

Вид резистора	Номинальная мощность при 70°С, Вт	Пределы величин		Предельное рабочее напряжение, В
		Ом	МОм	
МЛТ-0,125	0,125	8,2	3	200
МЛТ-0,25	0,25	8,2	5,01	250
МЛТ-0,5	0,5	1	5,01	350
МЛТ-1	1,0	1	10	500
МЛТ-2	2,0	1	10	750

2. Резисторы типа МОН (металлоокисные, низкоомные).

Предназначены для дополнения серии резисторов МЛТ в области низкоомных величин.

Вид резистора — непроволочный, ряд Е24 с допусками ±5, 10%.

Основные параметры для группы МОНа (с основными выводами подобно МТЛ)

Вид резистора	Номинальная мощность, Вт	Пределы величин		Предельные напряжения	
		Ом	Ом	Постоянное, В	Импульсное, В
МОН-0,5	0,5	1	100	7	60
МОН-1	1,0				
МОН-2	2,0				

3. Резисторы типа С5-17В.

Вид резистора — проволочный, ряд Е24.

Номинальная мощность, Вт	Пределы величин		Допуск, %
	Ом	Ом	
0,125	0,1	1	±1
	51	1·10 ³	
0,125	0,1	2,2	±2
	16	1·10 ³	
0,25	0,1	1	±1
	75	1·10 ³	
0,25	0,1	2,2	±2
	16	1·10 ³	
0,5	0,1	1	±1
	75	1·10 ³	
0,5	0,1	2,2	±2
	10	1·10 ³	

Резисторы С 5-16 МВ выпускаются с номинальной мощностью 1, 2, 5 Вт в диапазоне номинальных сопротивлений 0,1...2 Ом (ряд Е24) и допуском ±0, 1, 2, 5%.

Переменные резисторы

1. Резисторы типа СПЗ-9.
Вид резистора — непроволочный, ряд Е6.
Лакопленочные, композиционные, однооборотные.
Вид монтажа: установка на печатную плату или на гайку.

Вид резистора	Номинальная мощность, Вт	Пределы величин		Пределы к номиналу, %
		кОм	кОм	
СПЗ-9а	0,5	1	$4,7 \cdot 10^3$	$\pm 10, \pm 20$ (до $220 \cdot 10^3$ Ом)
СПЗ-9б	0,5	1	6,8	$\pm 20, \pm 30$ (свыше $220 \cdot 10^3$ Ом)

Функциональная характеристика — линейная А.

2. Резистор типа СП2-2.
Вид резистора — непроволочный, ряд Е6.
Номинальная мощность 0,5; 1 Вт.
Диапазон номинальных сопротивлений $47 \dots 1 \cdot 10^5$ Ом.
Функциональная характеристика — линейная А.

3. Резисторы типа СПЗ-4.
Вид непроволочный, ряд Е6.

Вид резистора	Функциональная характеристика	Номинальная мощность, Вт	Пределы величин	
			Ом	кОм
СПЗ-4аМ	А	0,25	220	470
СПЗ-4бМ	Б, В	0,125	$4,7 \cdot 10^3$	470
СПЗ-4вМ	А	0,125	220	470
СПЗ-4гМ	Б, В	0,05	$4,7 \cdot 10^3$	470

В качестве регуляторов громкости следует применять резисторы типа В с обратной логарифмической зависимостью изменения сопротивления в зависимости от угла поворота движка.

Электрические конденсаторы

1. Конденсаторы подстроенного типа для плат с креплением пайкой за вы-
воды типа КТ4-21 и КТ4-25.

Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, пФ	
	минимальная, не более	максимальная, не более
250	0,4	2
	0,4; 1,0; 2,0; 3,0	2,0; 5,0; 10,0; 15,0
	3,0; 4,0	15,0; 20,0
	4,0; 5,0; 6,0; 8,0	20,0; 25,0; 30,0; 40,0
100	1,0	5,0
	2,0; 3,0; 4,0; 5,0	10,0; 15,0; 20,0; 25,0
	6,0	30,0

2. Конденсаторы керамические, трубчатые КТ-1 имеют емкость
1...10 000 пФ согласно ряду E24, номинальное напряжение 80, 160 или 250 В.

3. Ряд номинальных емкостей конденсаторов типа К4-13 с номинальным
напряжением 200 В.

0,01	0,15	0,22	0,33	0,047	0,068	0,1
0,15	0,22	0,33	0,47	0,68	1,0	(мкФ)

4. Конденсаторы с оксидным диэлектриком (электролитические) с прово-
лочными и лепестковыми выводами.

Номинальное напряжение, В	Номинальная емкость, мкФ												
	К50-6												
6	—	—	—	—	—	—	50	100	200	500	—	—	—
10	—	—	—	10	20	—	50	100	200	500	1000	2000	4000
16	1	—	5	10	20	30	50	100	200	500	1000	2000	4000
25	1	—	5	10	20	—	50	100	200	500	1000	2000	4000
50	1	2	5	10	20	—	50	100	200	500	1000	2000	—
	К50-16												
	16	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—
	25	—	2000	5000	10000	—	—	—	—	—	—	—	—
	50	1000	2000	5000	10000	—	—	—	—	—	—	—	—

ПРИЛОЖЕНИЕ Ж

Образец штампа принципиальной схемы

14 7 7 7 7 7	Наименование чертежа					№ студ. билета	7 7
						М	
		Фамилия	Подпись	Дата	ГОУ ВПО «СибГУТИ»	№ чертежа	
	Чертил						
	Консул.						
Реценз.							
	20	25	25	15	185	30	

ПРИЛОЖЕНИЕ 3

Образец перечня элементов принципиальной схемы
(заполняется сверху вниз)

	20	50	80	10	25
10 7 7 7 7 7	Позиц. обознач.	Наименование	Обозначение	Кол.	Приме- чание
	R1	Резистор	МЛТ-0,25-10±10%	1	1
	R2	Резистор	МЛТ-0,25-10±10%	1	1

	C1	Конденсатор	K50-6-100В-10мкФ	1	1
	VT1	Транзистор	КТ315В	3	3

Параметры биполярных транзисторов

Параметры Тип транзистора	Струк- тура	f_T , МГц	$R_{к, макс.}$ B_T	$U_{к3, макс.}$ B	$I_{к, макс.}$ A	$U_{к3, мин.}$ B	$h_{21Э}$	C_k , пФ	$\tau_{кнс}$	$R_{ПК},$ C/B_T	$T_{П, макс.}$ C	$I_{кБ0},$ мкА	$R_{ВЫХ, ОЗ},$ $КОМ$	$h_{11Э},$ $КОМ$	$R_{ПК},$ C/B_T
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16
КТ315Г	$n-p-n$	270	0,15	40	0,1	0,5	50– 200	7	250	—	120	1	$\approx 1,5$	—	0,67
КТ361Д	$p-n-p$														
КТ3102Б	$n-p-n$	200	0,25	50	0,1	0,5	200– 500	6	50	—	120 145	0,1	$\approx 1,0$	—	0,67
КТ3107И	$p-n-p$		0,3												
КТ503А	$n-p-n$	25	0,5/–	25	0,3	0,5	40– 120	10	—	—	150	1	4	0,7	—
КТ502А	$p-n-p$														
КТ503Б	$n-p-n$	25	0,5/–	25	0,3	0,5	80– 240	10	—	—	150	1	4	0,7	—
КТ502Б	$p-n-p$														
КТ503В	$n-p-n$	25	0,5/–	40	0,3	0,5	40– 120	10	—	—	150	1	4	0,7	—
КТ502В	$p-n-p$														
КТ503Г	$n-p-n$	25	0,5/–	40	0,3	0,5	80– 240	10	—	—	150	1	4	0,7	—
КТ502Г	$p-n-p$														
КТ815А	$n-p-n$	3	1/10*	25	1,5	0,6	40	40	—	—	125	50	0,07	0,3	—
КТ814А	$p-n-p$														
КТ815Б	$n-p-n$	3	1/10*	40	1,5	0,6	40	40	—	—	125	50	0,07	0,3	—
КТ814Б	$p-n-p$														
КТ815В	$n-p-n$	3	1/10*	60	1,5	0,6	40	40	—	—	125	50	0,07	0,3	—
КТ814В	$p-n-p$														
КТ815Г	$n-p-n$	3	1/10*	80	1,5	0,6	30	40	—	—	125	50	0,07	0,3	—
КТ814Г	$p-n-p$														

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Травин, Г. А.* Основы схемотехники устройств радиосвязи, радиовещания и телевидения : учеб. пособие. — М. : Высш. шк., 2007. — 600 с.
2. *Травин, Г. А.* Основы схемотехники устройств радиосвязи, радиовещания и телевидения : учеб. пособие. — 2-е изд., испр. — М. : Горячая линия — Телеком, 2009. — 592 с.
3. *Травин, Г. А.* Основы схемотехники : учебник / СибГУТИ. — Новосибирск, 2005. — Ч. 1. — 201 с.
4. *Травин, Г. А.* Основы схемотехники : учебник / СибГУТИ. — Новосибирск, 2006. Ч. 2. — 381 с.
5. *Травин, Г. А.* Основы схемотехники устройств радиосвязи, радиовещания и телевидения : учеб. пособие для вузов и факультетов связи. — Новосибирск : СибГУТИ, 2001. — Ч. 1. — 196 с.
6. *Травин, Г. А.* Основы схемотехники устройств радиосвязи, радиовещания и телевидения : учеб. пособие. — Новосибирск : СибГУТИ, 2002. — Ч. 2. — 354 с.
7. *Травин, Г. А.* Методические указания по расчету бестрансформаторных усилителей звуковых частот. — Новосибирск : Изд-во НЭИС, 1982. — 38 с.
8. *Войшвилло, Г. В.* Усилительные устройства : учебник для вузов. — М. : Радио и связь, 1983. — 264 с.
9. *Фомин, Н. Н.* Радиоприемные устройства : учебник для вузов / Н. Н. Фомин, Н. Н. Буга, О. В. Головин [и др.] ; под ред. Н. Н. Фомина. — М. : Радио и связь, 1996. — 512 с.
10. *Цыкин, Г. С.* Усилительные устройства : учебник для вузов. — М. : Связь, 1971. — 368 с.
11. *Варакин, Л. Е.* Бестрансформаторные усилители мощности : справочник. — М. : Радио и связь, 1984. — 128 с.
12. *Травин, Г. А.* Методические указания по расчету схем бестрансформаторных усилителей звуковых частот. — Новосибирск : Изд-во НЭИС, 1993. — 51 с.
13. *Кубицкий, А. А.* Задачи и упражнения по электронным усилителям. — М. : Радио и связь, 1986.
14. Справочник по полупроводниковым диодам, транзисторам и интегральным схемам / под ред. Н. Н. Горюнова. — М. : Энергия, 1982.
15. *Зайцев, А. А.* Полупроводниковые приборы. Транзисторы малой мощности : справочник / А. А. Зайцев, А. И. Миркин, В. В. Мокряк [и др.] ; под ред. А. В. Голомедова. — М. : Радио и связь, 1989. — 384 с.
16. *Незнайко, А. П.* Конденсаторы и резисторы // А. П. Незнайко, Б. Н. Геликман. — М. : Энергия, 1974.
17. Справочник по электрическим конденсаторам / сост. М. Н. Дьяконов, В. И. Карabanов, В. И. Присняков [и др.] ; под ред. И. И. Четверикова и В. Ф. Смирнова. — М. : Радио и связь, 1983. — 576 с.
18. Резисторы : справочник / сост. Ю. Н. Андреев, А. И. Антонян, Д. М. Иванов [и др.] ; под ред. И. И. Четверикова. — М. : Энергоиздат, 1981. — 352 с.
19. Резисторы : справочник / сост. В. В. Дубровский, Д. М. Иванов, Н. Я. Пратусевич [и др.] ; под ред. И. И. Четверикова и В. М. Терехова. — М. : Радио и связь, 1987. — 352 с.
20. *Сапаров, В. Е.* Системы стандартов в электросвязи и радиоэлектронике : учеб. пособие / В. Е. Сапаров, Н. А. Максимов. — М. : Радио и связь, 1985. — 248 с.

Геннадий Андреевич ТРАВИН,

Дмитрий Сергеевич ТРАВИН

**СХЕМОТЕХНИКА И РАСЧЕТ
БЕСТРАНСФОРМАТОРНЫХ УСИЛИТЕЛЕЙ
С ОБРАТНЫМИ СВЯЗЯМИ**

Учебное пособие

Издание второе, исправленное

Зав. редакцией
инженерно-технической литературы *Е. В. Баженова*
Ответственный редактор *Т. С. Спирина*
Корректор *Е. В. Разенкова*
Выпускающий *Н. А. Крылова*

ЛР № 065466 от 21.10.97
Гигиенический сертификат 78.01.10.953.П.1028
от 14.04.2016 г., выдан ЦГСЭН в СПб

Издательство «ЛАНЬ»
lan@lanbook.ru; www.lanbook.com
196105, Санкт-Петербург, пр. Юрия Гагарина, д. 1, лит. А
Тел./факс: (812) 336-25-09, 412-92-72
Бесплатный звонок по России: 8-800-700-40-71

Подписано в печать 03.07.19.
Бумага офсетная. Гарнитура Школьная. Формат 70×100 ¹/₁₆.
Печать офсетная. Усл. п. л. 12,35. Тираж 100 экз.

Заказ № 471-19.

Отпечатано в полном соответствии с качеством
предоставленного оригинал-макета в АО «Т8 Издательские Технологии».
109316, г. Москва, Волгоградский пр., д. 42, к. 5.