

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), $H_{\text{зад}} = \frac{U_{\text{вых.хх}}}{U_{\text{вых.} R_H}}$, разы;
- 10) коэффициент гармоник $K_{Г \text{ зад}}$, %;
- 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.

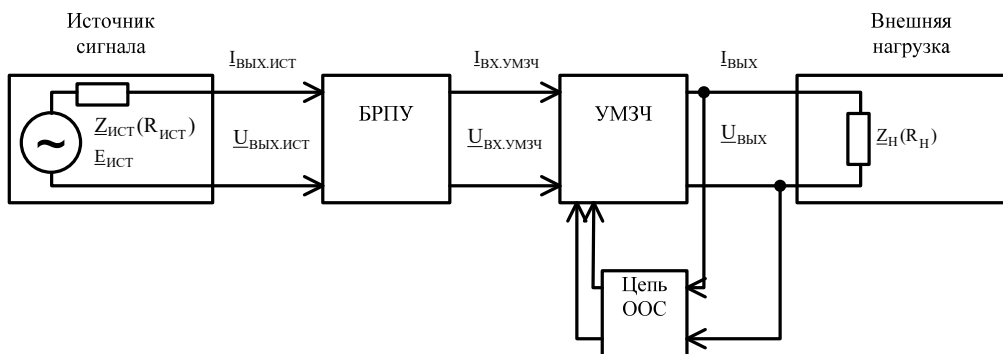


Рисунок 1.1

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 $P_{вых}$ на внешней нагрузке Z_n (R_n) 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 $P_{вых}$ 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).

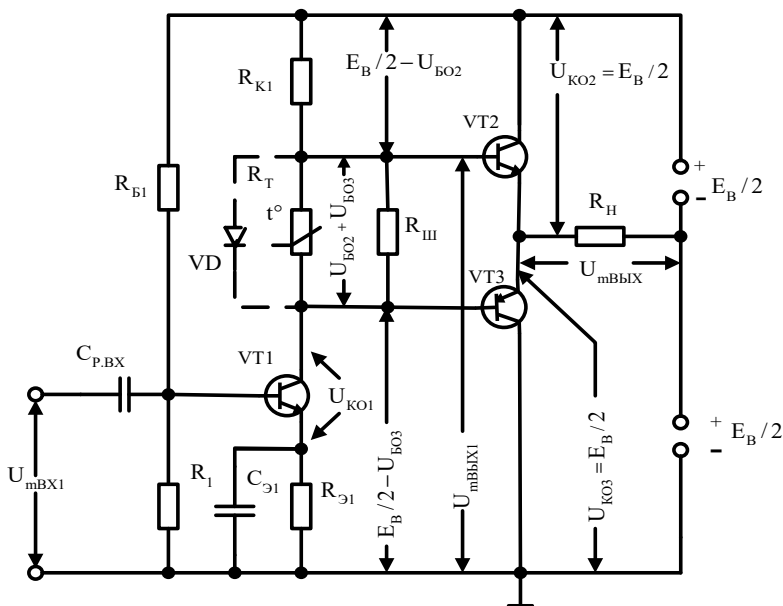


Рисунок 2.1

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 $U_{mBЫX}$. 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 $R_{Tш} = R_T R_{ш} / (R_T + R_{ш})$ 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. пунктир) 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 одноконтурного и выходного двухконтурного 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 $\xi_{\text{ВЫХМАКС}} = (U_{\text{мВЫХ}} / 0,5 E_{\text{В}}) \geq 0,9$ 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 отпирающего и запирающего 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 $R_{\text{Б1}}R_{\text{Б1}}$ 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-

[illegible]

The diagram shows a differential amplifier with three transistors: VT1, VT2, and VT3. VT1 is the input differential pair, with its emitters connected to a common emitter resistor $R_{\Sigma 1}$ and a bypass capacitor $C_{\Sigma 1}$. The base of VT1 is biased at $E_B/2 - U_{BO3}$. The emitters of VT2 and VT3 are connected to a common emitter resistor $R_{\Sigma 2}$ and a bypass capacitor $C_{\Sigma 2}$. The base of VT2 is biased at $E_B/2 - U_{BO2}$. The collector of VT1 is connected to a load resistor R_{H1} and a bypass capacitor $C_{P.BX}$. The collector of VT2 is connected to a load resistor R_{H2} and a bypass capacitor $C_{P.BX}$. The collector of VT3 is connected to a load resistor R_{H3} and a bypass capacitor $C_{P.BX}$. The common-mode feedback loop consists of a resistor $R_{\Sigma 1}$ and a capacitor $C_{\Sigma 1}$ connected to the emitters of VT1 and VT2, and a resistor $R_{\Sigma 2}$ and a capacitor $C_{\Sigma 2}$ connected to the emitters of VT2 and VT3. The common-mode feedback voltage U_{mBX} is applied to the bases of VT2 and VT3. The common-mode feedback current I_{mBX} is applied to the emitters of VT2 and VT3. The common-mode feedback voltage U_{mBX} is also applied to the bases of VT1 and VT3. The common-mode feedback current I_{mBX} is also applied to the emitters of VT1 and VT3. The common-mode feedback voltage U_{mBX} is also applied to the bases of VT2 and VT3. The common-mode feedback current I_{mBX} is also applied to the emitters of VT2 and VT3.

13

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 $\frac{1}{\omega_{\text{H}} C_{\text{Р.СВ}}} \leq \frac{R_{\text{СВ}}}{50 \dots 100}$ (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.

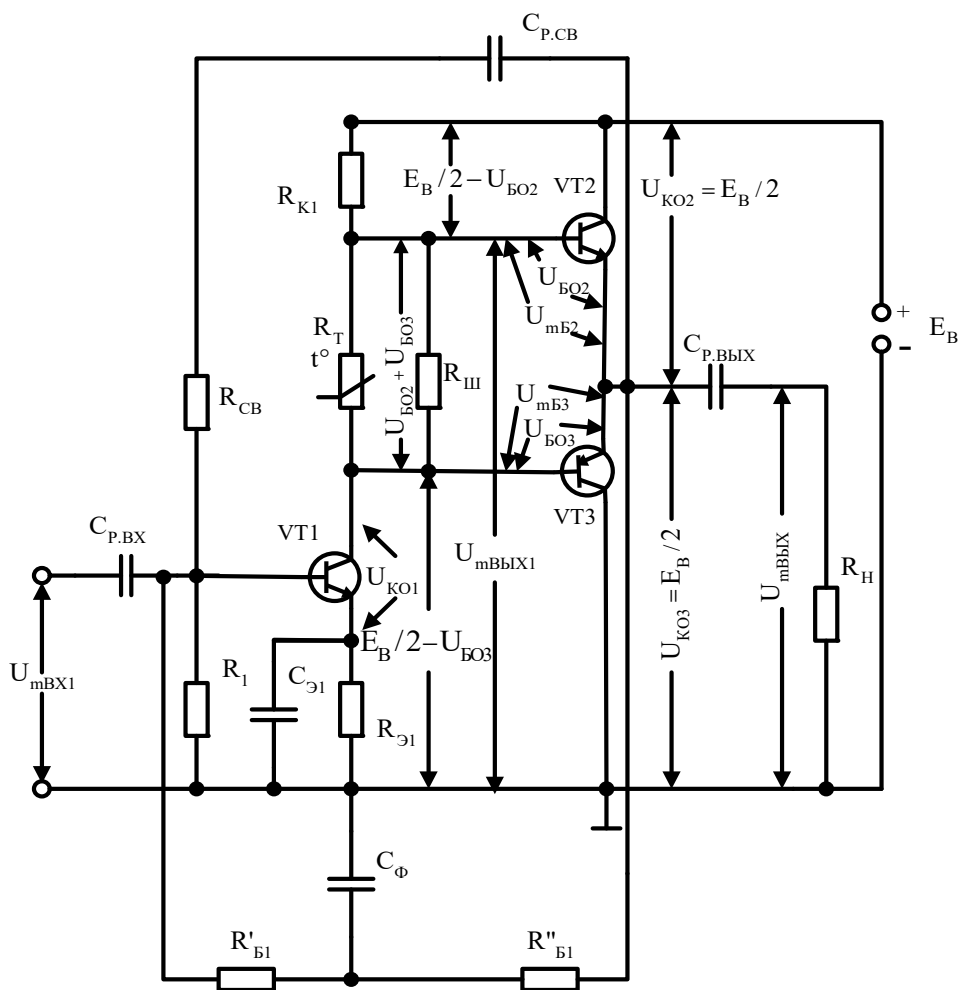


Рисунок 2.4

При выборе величины сопротивления резистора R руководствуются следующими соображениями. С одной стороны, резистор R оказывается подключенным по переменному току через C и $C_{P.ВЫХ}$ параллельно нагрузке R_H . Поэтому сопротивление R должно быть значительно больше R_H , чтобы снизить потери мощности сигнала в нем. С другой стороны, резистор R включен по питанию последовательно с R_{K1} . Поэтому его сопротивление должно быть меньше R_{K1} , чтобы снизить на нем потери питающего напряжения. Обычно сопротивление R выбирается из условия $(5...10)R_H \leq R \leq (0,1...0,2)R_{K1}$. Что касается конденсатора C , то его емкость должна быть достаточно большой и выбираться из условия: $1/\omega_H C \leq R/(5...10)$.

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.

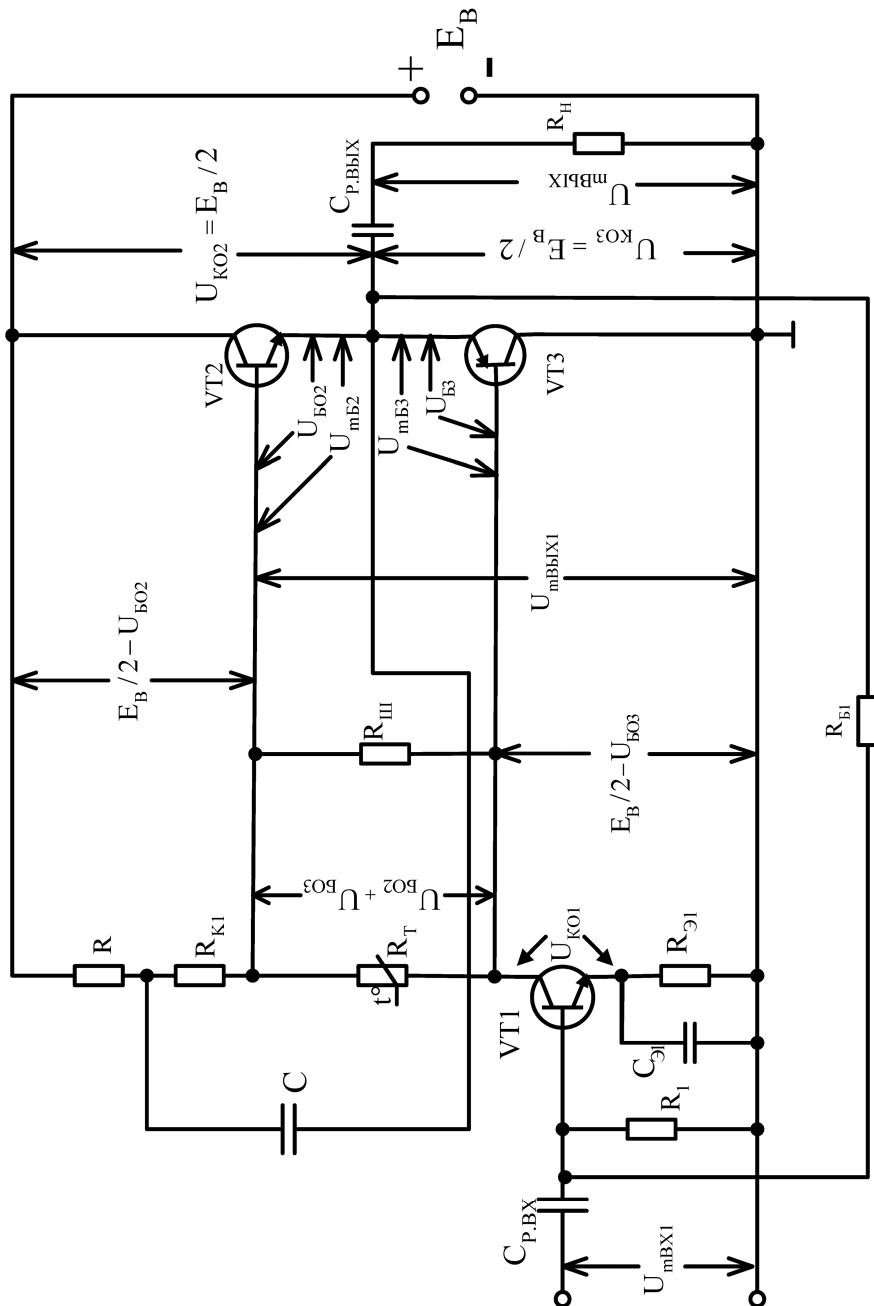


Рисунок 2.5

Конец ознакомительного фрагмента.

Приобрести книгу можно

в интернет-магазине

«Электронный универс»

e-Univers.ru