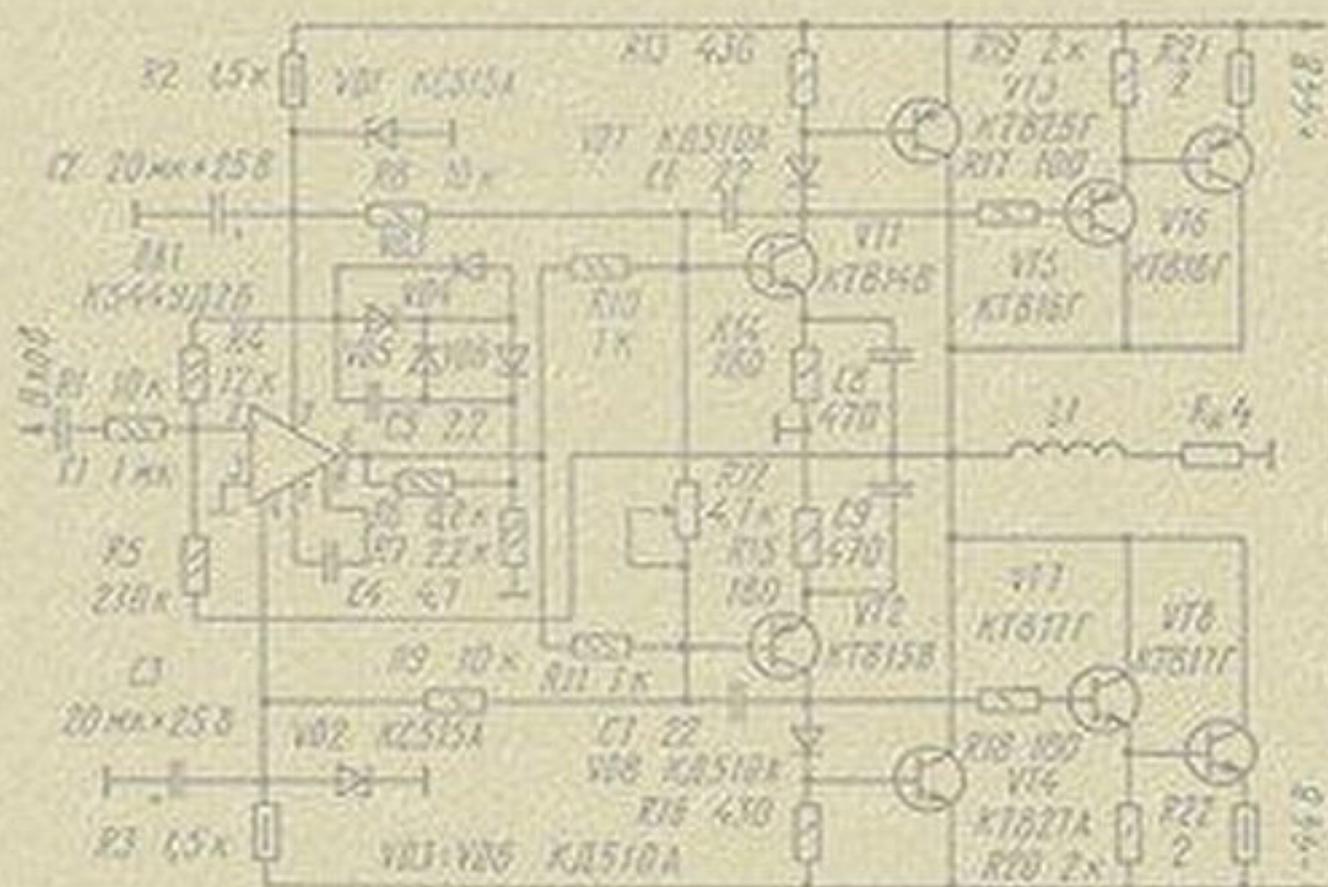


С. А. Завьялов, К. В. Мурасов.

СХЕМОТЕХНИКА

УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ

НИЗКИХ ЧАСТОТ



Учебное пособие

Министерство образования и науки Российской Федерации

Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Омский государственный технический университет»

С. А. Завьялов, К. В. Мурасов

СХЕМОТЕХНИКА
УСИЛИТЕЛЕЙ МОЩНОСТИ НИЗКИХ ЧАСТОТ

Учебное пособие

Омск
Издательство ОмГТУ
2010

УДК 621.375(075)
ББК 32.846я73
З 13

Рецензенты:

В. Н. Костюков, д-р техн. наук, проф., ген. директор НПЦ «Динамика»;
А. А. Губарев, канд. техн. наук, ведущий инженер отдела разработок
управления НИОКР «НПО Мир»

Завьялов, С. А.

З 13 **Схемотехника усилителей мощности низких частот:** учеб. пособие /
С. А. Завьялов, К. В. Мурашов. – Омск: Изд-во ОмГТУ, 2010. – 92 с.
ISBN 978-5-8149-0993-0

Содержит основные сведения о построении усилителей низкой частоты (УНЧ) и позволяет облегчить изучение предметов «Схемотехника аналоговых электронных устройств», «Электроника и микропроцессорная техника» в плане подготовки курсовых проектов.

Изложены сведения о существующих схемотехнических решениях в современных УНЧ, приведены варианты схем практических устройств.

Рассмотрены построение и работа оконечных каскадов УНЧ и методы их расчета. Приведены основные принципиальные схемы входных и предварительных каскадов усиления, объяснены особенности и принцип действия.

Предназначено для самостоятельной работы студентов радиотехнических факультетов очной, заочной и дистанционной форм обучения по специальностям «Радиотехника», «Средства связи с подвижными объектами», «Физические методы контроля» (направления 210300.62 – «Радиотехника», 200100.68 – «Приборостроение», специальность 200102 – «Приборы и методы контроля качества и диагностики»).

*Печатается по решению редакционно-издательского совета
Омского государственного технического университета*

**УДК 621.375(075)
ББК 32.846я73**

ISBN 978-5-8149-0993-0

© ГОУ ВПО «Омский государственный
технический университет», 2010

ОГЛАВЛЕНИЕ

Введение	4
1. Общие рекомендации	5
2. Этапы выполнения основной части пояснительной записки	12
3. Пояснения к разделу «Анализ состояния вопроса»	24
4. Расчет окончного каскада	37
5. Расчет коэффициента гармонических искажений	52
6. Каскады предварительного усиления	60
7. Расчет источников тока.....	68
8. Общая отрицательная обратная связь.....	71
9. Мостовые схемы	79
Заключение.....	84
Библиографический список	86
Приложения	87

ВВЕДЕНИЕ

Настоящее учебное пособие предназначено для студентов очного и заочного обучения радиотехнических специальностей, выполняющих курсовой проект (КП) согласно государственному образовательному стандарту высшего профессионального образования. Рассмотрены вопросы проектирования усилителей мощности звуковых частот на полупроводниковых приборах. Даны рекомендации по методике проектирования, содержанию текстовой и графической части курсового проекта (работы).

Усилительные устройства являются одним из важнейших узлов радиоэлектронной аппаратуры и в значительной степени определяют её качественные показатели. Разработка усилительного устройства представляет собой решение комплекса схемотехнических и конструктивных вопросов. От того насколько рационально выбрана схема и правильно рассчитан режим работы её элементов во многом зависит конструкция усилителя, его технологичность, стабильность во времени и при изменении условий эксплуатации. Поскольку требования к радиотехническим устройствам обычно противоречивы, разработчик ищет оптимальный вариант, наилучшим образом отвечающий всем поставленным требованиям. Особые требования обычно оговариваются дополнительно в техническом задании. Естественно, что задача синтеза, а именно такова задача разработки усилителей низкой частоты (УНЧ), предполагает наличие нескольких альтернативных вариантов, из которых с учётом требований технического задания обоснованно выбирается наиболее предпочтительный.

Современная компонентная элементная база буквально насыщена интегральными микросхемами усилительных устройств низких частот, что, однако, не останавливает развитие схемотехники УНЧ на дискретных транзисторах. Большинство высококачественных УНЧ, продаваемых сегодня на рынке, по-прежнему изготовлены с использованием дискретной элементной базы. В разрабатываемых высококачественных УНЧ обычно используются биполярные транзисторы (БП), хотя в настоящее время существует широкая номенклатура полевых транзисторов (ПТ). ПТ позволяют в ряде случаев существенно улучшить параметры разрабатываемых УНЧ. Хорошие результаты даёт совместное применение БП и ПТ.

Несмотря на многообразие существующих схем и подходов к проектированию усилителей мощности звуковых частот, данное учебное пособие будет полезно как студентам вузов, так и всем интересующимся проблемами «качественного» звука.

1. ОБЩИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ

Цель курсового проектирования – научить студентов применять полученные теоретические знания и выработать у них навыки самостоятельного проведения исследований для решения практических, исследовательских, расчетно-аналитических, программных и проектных заданий на основе знаний фундаментальных, общепрофессиональных, гуманитарных и специальных дисциплин.

Подготовка курсовых проектов (КП) развивает и закрепляет навыки глубокого творческого и всестороннего анализа научной, справочной и методической литературы по проблематике определенной учебной дисциплины, а также вырабатывает умение грамотно и убедительно излагать материал, четко формулировать теоретические выводы, делать обобщения и давать практические рекомендации. КП требует от студентов знаний основ методологии исследований, творческого мышления, логики, аргументации изложения, формулирования личной позиции, прилежания и профессионализма.

Системой КП студент готовится к самостоятельному решению комплексной проблемы в итоговой выпускной квалификационной работе.

Задачами курсового проектирования являются:

- систематизация, закрепление и расширение теоретических и практических знаний по дисциплинам специальности;
- применение полученных знаний при решении конкретных профессиональных задач;
- развитие навыков самостоятельной работы, овладение методами, методиками и общими принципами исследования;
- выявление степени подготовленности студентов для самостоятельной работы;
- формирование умения логично и грамотно излагать материалы исследования;
- обоснование целесообразности новых разработок на основе маркетинга, информационных и патентных исследований;
- обеспечение конкурентоспособности и патентной чистоты разработок;
- обеспечение научной новизны исследований;
- разработка показателей качества для сертификации продукции.

Частными задачами курсового проектирования являются: систематизация и расширение знаний по курсу путём самостоятельного решения поставленной задачи; глубокое изучение специальных вопросов, связанных с разработкой усилителей низкой частоты; приобретение навыков работы с технической, в том числе и патентной, литературой; оформление технической документации в соответствии с требованиями ЕСКД.

Тематика курсовых проектов соответствует требованиям государственных образовательных стандартов к содержанию учебных дисциплин и увязывается с

потребностями промышленных предприятий, науки и сфер будущей трудовой деятельности студентов.

Темы курсовых проектов разрабатываются и утверждаются кафедрами, ведущими дисциплины, по которым учебными планами предусмотрены курсовые проекты. Студент может предложить свою тему курсового проекта с необходимым обоснованием целесообразности ее разработки при условии, что она отражает цели и задачи данной дисциплины. Задания на курсовой проект могут быть индивидуализированы и согласованы с интересами и способностями студента без снижения общих требований.

Техническое задание на УНЧ составляется исходя из условий его эксплуатации. Обычно оно содержит следующие сведения:

1. Полоса пропускания, в пределах которой частотные искажения не превышают заданного значения.
2. Мощность в нагрузке (напряжение на нагрузке).
3. Напряжение источника питания.
4. Допустимые нелинейные искажения.
5. Параметры или тип источника сигнала.
6. Условия эксплуатации (основным из которых является рабочий диапазон температур).

Дополнительные сведения оговариваются особо. К ним могут относиться, например, требования к регулировке коэффициента усиления и его стабильности, требования к регулировке тембра, характеру нагрузки и т.д. В Приложении 1 приведен стандартный набор технических параметров проектируемых УНЧ.

Задание на проектирование, выдаваемое руководителем студенту, является исходным документом для разработки курсового проекта. В нем четко формулируются название темы проекта и характеристики устройства, определяющие объем и содержание КП (перечень вопросов, подлежащих разработке в записке, и перечень графических материалов). Задание оформляется на специальном бланке (Приложение 2), подписывается руководителем курсового проектирования и студентом.

График курсового проектирования устанавливается кафедрой в соответствии с учебным планом. Студент обязан в двухнедельный срок после начала семестра получить задание на проектирование.

КП выполняется на основе глубокого изучения литературы по вопросам, рассматриваемым в проекте, и опыта передовых предприятий, если таковой получен студентом при прохождении практики. В каждом КП могут быть разработаны основная тема в соответствии с заданием на курсовое проектирование и другие вопросы, связанные со специальностью, например вопросы технологии и автоматизации производства, стандартизации, научной организации труда, управления и т.п.

После получения задания на КП следует ознакомиться с рекомендуемой литературой, уточнить и согласовать с руководителем требования технического задания.

Ход работы над КП контролируется руководителем. В графике работы над КП выделяется три этапа готовности (три контрольные недели).

Все варианты расчётов выполняются в рабочей тетради. Сюда же заносятся необходимые сведения из литературных источников, справочные данные. В тетради необходимо указывать библиографические данные: название статьи, книги, фамилии авторов, издательство, год издания, число страниц и страницу, из которой берутся данные. При работе с патентами, авторскими свидетельствами на изобретение необходимо указывать номер авторского свидетельства, класс по международной классификации изобретений, фамилии авторов. Все эти данные в последующем могут использоваться при оформлении пояснительной записки.

Рабочая тетрадь предъявляется руководителю на консультациях по КП.

За две недели до окончания работы над проектом составляется график защиты. Дата предъявления курсового проекта отмечается студентом на титульном листе.

После проверки преподаватель делает письменные замечания и заключение о допуске к защите. Эти замечания должны быть к защите исправлены и, если необходимо, внесены необходимые дополнения.

КП защищается согласно графику защиты. Если работа не представляется к сроку, защита производится в течение экзаменационной сессии.

Защита КП проводится так же, как защита дипломного проекта. Для доклада студенту предоставляется 5...7 минут. Доклад должен быть чётким, лаконичным. В нем необходимо отражать следующие вопросы:

- задачи проектирования;
- назначение, принцип действия усилительного устройства;
- возможные методы решения задачи курсового проектирования и обоснование принятого решения;
- методы расчёта и применения средств вычислительной техники;
- особенности принятых технических решений, их новизна, оригинальность и перспективность;
- вопросы технической реализации предложенных схемных решений (т.е. технологичность, ремонтпригодность и т.п.).

В заключение доклада подводится итог работы, подтверждается соответствие разработанного устройства требованиям технического задания.

Вопросы по КП могут задаваться всеми присутствующими. Продолжительность защиты с учётом ответов на вопросы составляет 15...20 минут.

В курсовой работе (КР), в отличие от КП, должен представляться этап научно-исследовательской работы. По своему содержанию КР должна представ-

лять теоретическое, экспериментальное исследование или опытно-конструкторскую разработку. Целесообразно приложение результатов исследований.

Результатами КР могут быть:

а) внедрение результатов исследования в производство или в учебный процесс;

б) научная статья, опубликованная или посланная в издательство для опубликования;

в) отчет о научно-исследовательской работе, представленный на конкурс студенческих работ;

г) макеты устройств, пакеты прикладных программ;

д) подготовка заявки на патент и т.п.

Примерное содержание и объем пояснительной записки КП (КР):

Введение	(5...10) %
Анализ состояния вопроса	(10...25) %
Основная часть.....	(35...55) %
Заключение.....	(3...5) %
Библиографический список.....	(3...5) %
Приложение (при необходимости)	(5...10) %

В пояснительной записке должны раскрываться творческий замысел работы, формулироваться задача исследования, методы его проведения, необходимые расчеты, технические обоснования принятых решений, описание проведенных экспериментов, их анализ и выводы.

Первоначальным этапом работы над КП является анализ ТЗ на основе литературных источников (анализ состояния вопроса). Поскольку, как правило, существует несколько путей решения поставленной задачи, выбирается наиболее предпочтительный и даётся соответствующее обоснование принятого решения. Поскольку работа является учебной, то ряд требований, предъявляемых к подобным устройствам, в задании может отсутствовать, их выбор осуществляется разработчиком самостоятельно.

КП без практического исполнения должен состоять из пояснительной записки и графической части. К нему могут быть приложены фотографии, плакаты, распечатки с ЭВМ и другие материалы, выполненные студентом в процессе курсового проектирования.

КП с практическим исполнением должен состоять из пояснительной записки, графической части, действующего образца (макета) разработанного устройства. В проекте должны быть представлены графики и характеристики разработанного устройства и могут быть приложены дополнительные материалы.

Объем КП (КР) по трудоемкости должен соответствовать отводимому времени по учебному плану на эту работу и иметь:

а) пояснительную записку объемом в 30...40 страниц рукописного текста (или 30...35 страниц машинописного текста) без учета приложений;

б) не менее 2-х листов формата А1 графических разработок, в зависимости от сложности, масштаба, а также с учетом затрат времени на макетирование и других работ, связанных с выполнением КП (КР).

В составе пояснительной записки рекомендуется следующая последовательность текстовых материалов:

- титульный лист;
- задание;
- реферат (аннотация);
- содержание;
- введение;
- анализ состояния вопроса;
- основная часть;
- заключение;
- библиографический список;
- приложения (при необходимости).

Оформление текстовых документов должно соответствовать требованиям ГОСТ [1], а графического материала – ЕСКД.

Титульный лист выполняется машинописным способом (Приложение 3). На титульном листе пояснительной записки и чертежах курсового проекта (работы) должен быть код: КП (КР) – 2068998 – && – @@ – 00.00.000. \$\$, где 2068998 – шифр ОмГТУ; && – шифр кафедры; @@ – порядковый номер студента в списке группы; 00.00.000 – сборочные комплексы, сборочные единицы, детали; \$\$ – вид чертежа или пояснительная записка.

Текст набирается и редактируется с помощью текстовых редакторов. Допускается текстовые документы (кроме титульного листа) выполнять рукописным способом.

Текст пояснительной записки (ПЗ) делится на разделы и подразделы, которые нумеруются в соответствии с требованиями ЕСКД. Каждый раздел рекомендуется начинать с новой страницы.

Терминология и условные обозначения должны быть едиными по всему тексту и соответствовать стандартам или общепринятым обозначениям, применяемым в отечественной научно-технической литературе.

Сокращения слов в тексте и подписей не допускается. Обозначения физических величин необходимо проводить на основании системы СИ и её производных единиц.

Формулы по ходу текста приводятся без промежуточных выкладок. Продолжение текста на одной строке с формулой не допускается. Подстановка цифровых значений буквенных обозначений формул должна проводиться после знака равенства на новой строке. Числовые подстановки в формулы выполняются без указания единицы измерения, все величины предварительно должны быть переведены в СИ.

Нумерация формул осуществляется в пределах главы, например (2.5), где 2 – номер главы, 5 – порядковый номер формулы. Нумеруются только те формулы, на которые в дальнейшем по ходу текста имеются ссылки. Расшифровка символов, входящих в формулу, проводится непосредственно под ней. Графики, помещённые в ПЗ, должны иметь чёткую координатную сетку с указанием масштаба и обозначением величины.

Ориентировочный вес трудоемкости отдельных этапов проектирования от общего объёма ПЗ:

1. Анализ состояния вопроса – (10...15) %.
2. Расчёт структурной схемы – (5...10) %.
3. Полный электрический расчёт усилителя – 40 %.
4. Расчёт результирующих характеристик – 10 %.
5. Оформление пояснительной записки – (20...30) %.

Иллюстрации располагаются по тексту после ссылки на них. Иллюстрации должны быть выполнены в соответствии с требованиями стандартов [1].

ПЗ должна быть написана деловым языком, мысли изложены точно и кратко. Наличие орфографических и синтаксических ошибок не допускается.

В записку не следует выписывать из учебников и книг общеизвестные положения, определения, переписывать стандарты и т.д.

Не допускается сокращение слов в тексте, кроме общепринятых сокращений.

Однотипные и многократно повторяющиеся расчеты в записке приводятся только один раз, а результаты расчетов сводятся в таблицу. Для всех вычисленных величин должны быть приведены размерности. Единицы измерения результатов пишут русскими буквами без скобок, причём в размерности заглавными пишутся те буквы, с которых начинаются фамилии учёных, например: А, мА, В, кВ, Ом, МОм, мОм, Вт, мВт.

Расчётная часть проекта может состоять из нескольких разделов, каждый из которых может иметь подразделы. Рубрикация и нумерация разделов и подразделов выполняется в соответствии с ГОСТом [1]. Начиная каждый раздел, содержащий расчёт отдельной части (узла УНЧ), следует привести принципиальную схему этой части.

Графический иллюстрационный материал (диаграммы режимов работы, АЧХ и т.д.), относящийся к расчёту, также необходимо размещать в разделе, посвящённом расчету соответствующей части схемы (а не в приложении к ПЗ). При расчётах нужно пользоваться справочными данными и характеристиками. Обязательно приводить чёткие графические построения на характеристиках активных элементов, связанных с требуемыми расчётами. При построении АЧХ и ФЧХ по оси частот целесообразно использовать логарифмический масштаб.

Библиографический список оформляется в соответствии с требованиями ГОСТа [17]. Ссылки на литературу в тексте ПЗ выполняют с указанием номера источника в библиографическом списке (в последний включаются только те ис-

точники, на которые есть ссылка). Номер источника берётся в квадратные скобки, например [5]. При необходимости ссылка может быть сделана более точной. Например, [5, с. 112] – номер первоисточника пять, страница в нём 112; [5, табл. 1.2] – номер первоисточника пять, в нём таблица 1.2; [5, формула 3.1] – номер первоисточника пять, в нём формула 3.1.

Материал, дополняющий текст пояснительной записки, допускается помещать в приложениях. Приложения оформляют как продолжение данного документа на последующих его листах или выпускают в виде самостоятельного документа.

Содержание включает наименование всех разделов, подразделов и приложения с указанием номера страниц, на которых размещается начало материала.

На чертеже схемы электрической принципиальной показывают все элементы изделия и связи между ними, а также элементы, которыми заканчиваются входные и выходные цепи (разъёмы, зажимы и т.д.). Вместо последних лучше помещать таблицы с характеристиками входных и выходных цепей изделия и адресами их внешних подключений. Каждой таблице присваивается позиционное обозначение взамен условного графического изображения разъёма.

Позиционные обозначения присваивают в пределах изделия, начиная с единицы, для каждой группы элементов с одинаковым буквенным обозначением, например R1, R2, R3 и т.д., C1, C2, C3 и т.д.

Порядковые номера в позиционных обозначениях присваиваются в соответствии с последовательностью расположения элементов на схеме сверху вниз и в направлении слева направо. Позиционные обозначения проставляют на схеме рядом с условным обозначением элемента.

Данные об элементах схемы должны быть записаны в перечень элементов в виде таблицы, которую размещают над основной надписью на расстоянии не менее 12 мм от неё, либо в виде отдельного документа на листах формата А4.

Элементы в перечень записывают сверху вниз в алфавитном порядке их буквенных позиционных обозначений. При одинаковых буквенных обозначениях – по возрастанию порядковых номеров. Одинаковые (по типу и номиналу) элементы схемы можно объединять в одну строчку перечня, но только для случая идущих подряд номеров их позиционных обозначений, например R4...R8, кол-во 5.

При записи элементов, имеющих одинаковую первую часть позиционных обозначений, эту часть можно вынести в виде заголовка и подчеркнуть, например:

Резисторы СП ГОСТ 5574-73.

При изображении на схеме элементов, параметры которых подбираются при регулировании, позиционные обозначения этих элементов выделяют звёздочкой (например, R10*), а в графе «Примечания» перечня элементов помещают: «Подбираются при регулировании». Номинальные значения таких элементов выбираются наиболее близкими к расчётным.

2. ЭТАПЫ ВЫПОЛНЕНИЯ ОСНОВНОЙ ЧАСТИ ПОЯСНИТЕЛЬНОЙ ЗАПИСКИ

Работа над КП начинается с анализа технических характеристик, указанных в техническом задании (Приложение 1). Основное различие в вариантах технических требований к УНЧ заключается в исходных данных, соответствующих конкретным значениям R_G – сопротивления источника сигнала, U_{BX} – входного напряжения, $P_{ВЫХ}$ – выходной мощности, R_H – сопротивления нагрузки, Δf – частотного диапазона УНЧ, k_G – коэффициента гармоник, ΔT – интервала рабочих температур и $U_{П}$ – напряжения питания. Каждому варианту соответствует индивидуальный набор технических параметров, поэтому схемы разработанных усилителей как правило, могут отличаться достаточно широким разнообразием как по числу усилительных каскадов, так и по схемотехнике их отдельных узлов.

Так как, первоначально приступая к курсовому проектированию, студент может еще не владеть полным объемом информации для реализации задания, то целесообразно начинать выполнение курсового проекта с анализа состояния вопроса.

Цель проведения анализа – познакомиться с вариантами построения УНЧ, разработанными квалифицированными в области звукового воспроизведения специалистами и опубликованными в литературе, расширить кругозор по теме КП, изучить терминологию, соответствующую тематике проекта, технические характеристики опубликованных УНЧ, изучить элементную базу, конструкцию усилителей, получить навыки работы с технической, справочной и патентной литературой.

Ограничением для студентов на выполнение типового учебного задания по КП будет являться выбор элементной базы в плане использования аналоговых интегральных микросхем, так как задача КП – научиться проектировать УНЧ на отдельных корпусных транзисторах, то есть фактически разрабатывать как бы специализированную под конкретное ТЗ схему микросхемы УНЧ. Поэтому не допускается при выполнении задания использование интегральных микросхем операционных усилителей и специализированных интегральных микросхем УНЧ, широко представленных на современном рынке элементной базы.

Выбор литературы при анализе состояния вопроса достаточно широк. Возможно производить поиск аналогов, начиная с популярного журнала «Радио», причем временной интервал обзора может начинаться с 80-х годов прошлого века и до наших дней, заканчивая поиском информации в Интернете, где на радиоловительских сайтах возможно найти описания схем современных продаваемых сегодня фирменных усилителей. Очень полезно проводить патентный поиск, так как именно в описаниях патентов на изобретения и полез-

ные модели проявляются цели модернизации и совершенствования схемотехники усилителей, производится их сравнение с аналогами, указываются технические проблемы при разработке и эксплуатации УНЧ, а также пути их преодоления. Неплохой обзор схем УНЧ произведен в [13].

В результате анализа в пояснительной записке должна появиться информация о нескольких схемах УНЧ, желательно наиболее близких по техническим параметрам к индивидуальному техническому заданию на КП с подробным описанием схем УНЧ и сравнением особенностей их построения.

Так как наиболее простая структура УНЧ содержит, как правило, три основных усилительных каскада – входной, предварительный и окончательный, то внимание при анализе надо обратить на общность построения узлов рассматриваемых УНЧ, при выделении каскадов необходимо внимательно относиться к проблеме стыка между ними, найти элементы схемы, ответственные за термостабильность, коэффициент усиления, элементы обратной связи. Квалифицированный анализ состояния вопроса подразумевает не только описательную часть найденных схем, но и сравнение их между собой на предмет используемой элементной базы, схемотехники отдельных узлов, структурных связей, параметров, заявляемых авторами.

Всегда одним из наиболее сложных этапов при курсовом проектировании радиотехнических устройств является составление структурной схемы. Сложность этапа заключается в отыскании из большого количества возможных решений оптимального, т.е. наилучшим образом отвечающего ряду противоречивых требований.

Для УНЧ задача выбора структуры при реализации типового учебного технического задания является более простой, так как большинство схем простых УНЧ построены по трехкаскадной схеме (рис. 2.1) [3, 4, 5]. Обычно в качестве входного каскада используется дифференциальный усилитель, так как с его помощью легко ввести в схему УНЧ общую отрицательную обратную связь (ООС), в качестве каскада промежуточного усиления – усилительный каскад по схеме с общим эмиттером, выходного каскада – двухтактный общий коллектор. Однако некоторые варианты могут потребовать увеличения числа каскадов предварительного усиления (на рис. 2.1 первые два каскада являются предварительными). Причем окончательное решение об увеличении числа каскадов предварительного усиления может быть принято только после полного расчета составленной принципиальной схемы усилителя.

Принципиальное требование к разрабатываемой схеме усилителя – непосредственная гальваническая связь между каскадами. Это связано не только с тем, что разделительные конденсаторы могут являться причиной линейных искажений (искажения амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), переходной и фазовой характеристик), а в основном с требованиями работоспособности в заданном интервале температур (термостабильности), требованиями равномер-

ности АЧХ в рабочей полосе частот, а также с выполнением требований по нелинейным искажениям. При непосредственной связи между каскадами введение общей отрицательной обратной связи позволяет легко выполнить требования ТЗ.

На этапе разработки структурной схемы ориентировочное число каскадов может быть выбрано из соображений реализуемости на практике коэффициента усиления по напряжению отдельного каскада УНЧ. При этом исходят из предпосылки, что выходной каскад УНЧ, выполненный по схеме двухтактный общий коллектор, имеет коэффициент усиления по напряжению, близкий к единице. Поэтому общий коэффициент усиления всего УНЧ по напряжению формируется только каскадами предварительного усиления. Хотя теоретически реализуемый коэффициент усиления по напряжению отдельного усилительного каскада может достигать величины (3000...7500) раз для транзисторов n-p-n типа и (1500...5500) раз для транзисторов p-n-p типа, типичное значение коэффициентов усиления (без использования набора схемотехнических приемов, повышающих значения коэффициентов усиления каскада) обычно не превышает (50...100) раз. В большинстве случаев для реализации ТЗ этого значения может оказаться недостаточно.

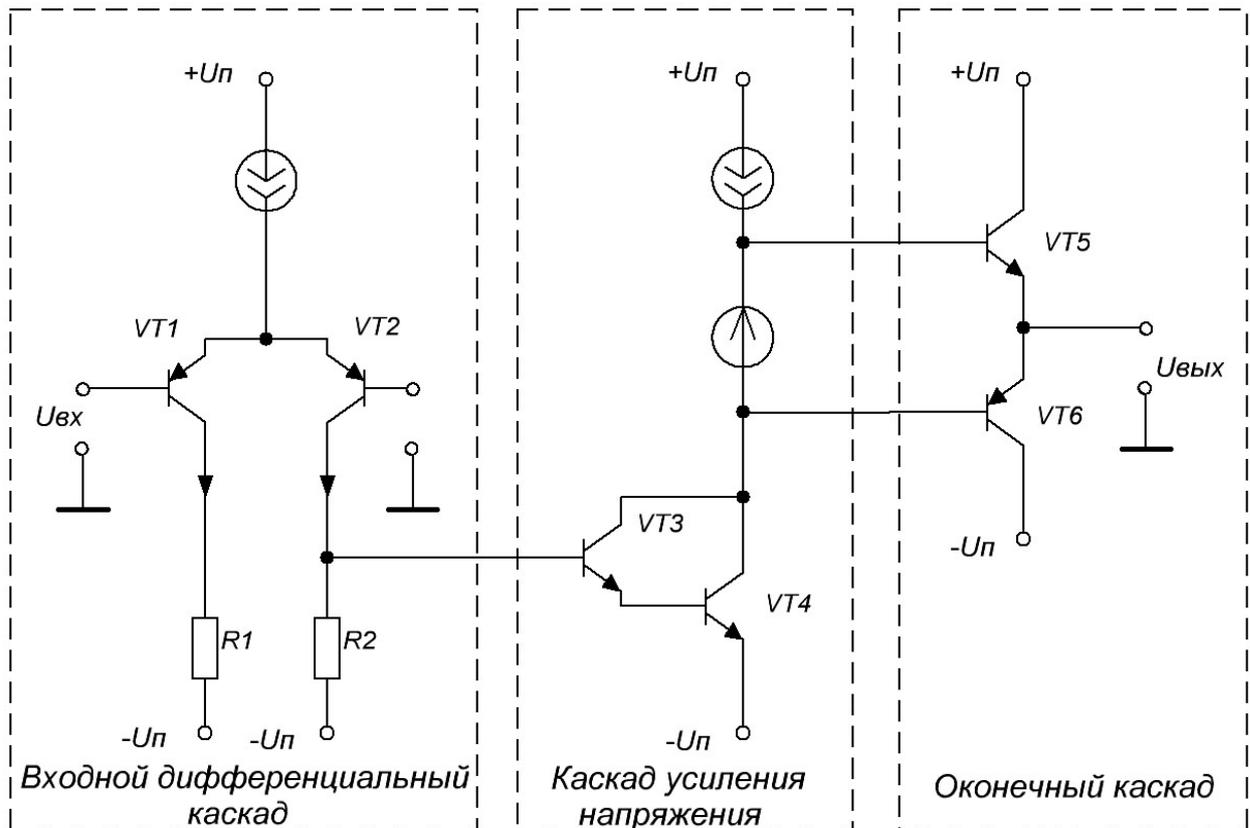


Рис. 2.1. Трехкаскадная структура УНЧ

Так как коэффициент усиления УНЧ по напряжению определяется не только уровнем выходной мощности и уровнем напряжения источника входного сигнала, а также и способностью УНЧ обеспечить заданный коэффициент гармонических искажений (коэффициент гармоник k_G) при максимальной выходной мощности, то для точной оценки коэффициента усиления УНЧ необходимо учесть заданный в ТЗ k_G .

При этом сразу следует оперировать двумя понятиями коэффициента усиления УНЧ и двумя понятиями коэффициента гармоник. Первое понятие – K_Y усилителя, охваченного общей ООС. Его можно определить по исходным данным ТЗ как отношение амплитуды напряжения на выходных клеммах окончного каскада УНЧ (на выходе усилителя) к амплитуде напряжения на входных клеммах усилителя (на выходе источника сигнала). В ТЗ обязательно подразумевается наличие в разработанном усилителе цепи общей ООС, при этом K_Y усилителя соответствует k_G по ТЗ. И второе понятие K'_Y – коэффициент усиления по напряжению того же усилителя, но еще не охваченного в процессе расчета общей ООС. Данный K'_Y должен появиться на этапе расчета принципиальной схемы, пока в схему не введена ООС. K'_Y равен произведению коэффициентов усиления всех (предварительных и окончного) каскадов УНЧ до введения ООС. Введение общей ООС в схему усилителя понижает значение коэффициента усиления K'_Y (до введения ООС) до значения K_Y (после введения ООС в схему усилителя).

Для оценки величины K'_Y необходимо знать не только коэффициент гармоник усилителя с ООС k_G (из ТЗ), но и значение k'_G – коэффициента гармоник собственно самого окончного каскада, вносящего наибольший вклад в нелинейные искажения всего разрабатываемого усилителя, который необходимо рассчитать после выбора типа окончного каскада, выходных транзисторов окончного каскада и режима их работы. Можно сказать, что на предварительном этапе проектирования (после выбора и расчета окончного каскада УНЧ, до замыкания цепи ООС) усилителю должен соответствовать K'_Y с коэффициентом гармоник k'_G .

Коэффициент гармоник окончного каскада k'_G необходимо рассчитывать графически по методу пяти ординат [6] или (при упрощении ТЗ, при согласовании с преподавателем) можно задать самостоятельно, ссылаясь на известные литературные аналогии, коэффициентами гармоник входных и предварительных каскадов усилителя при этом пренебрегаем. Коэффициент гармоник усилителя без ООС (его окончного каскада) k'_G может значительно превышать значение коэффициента гармоник k_G всего разработанного усилителя. При ра-

зомкнутой петле обратной связи коэффициент гармоник усилителя считаем равным $k'_{Г}$ – коэффициенту гармоник оконечного каскада, а при замыкании петли ООС (за счет положительного действия ООС на коэффициент гармоник) он должен уменьшиться до значения коэффициента гармоник усилителя с уже введенной петлей ООС, то есть $k_{Г}$.

Связь между коэффициентом гармоник усиления усилителя $k_{Г}$, охваченного ООС, и коэффициентом гармоник усилителя $k'_{Г}$, не охваченного обратной связью, определяется как [6, стр. 97]

$$k_{Г} / k'_{Г} = 1 / (1 + BK'_{У}), \quad (2.1)$$

где $B = 1 / K_{У}$ – коэффициент передачи цепи обратной связи.

Из выражения (2.1) следует определить, во сколько раз рассчитанный $k'_{Г}$ оконечного каскада превышает $k_{Г}$, заданный условиями ТЗ. В результате находится $K'_{У}$ усилителя с разомкнутой петлей ООС. Полученное значение $K'_{У}$ необходимо считать минимально необходимым для обеспечения требований ТЗ по параметру $k_{Г}$. Его превышение в результате окончательного расчета всей принципиальной схемы возможно, это будет означать, что при расчете достигнут запас коэффициента усиления, который с помощью цепи ООС преобразуется в лучшее, чем по ТЗ, значение $k_{Г}$.

Полученную величину требуемого $K'_{У}$ необходимо распределить между каскадами (рис. 2.1) предварительного усиления (дифференциальным и усилителем напряжения), то есть получить цифру минимально необходимого коэффициента усиления уже отдельного каскада и при выборе и расчете принципиальной схемы каскада стремиться получить коэффициент усиления отдельного каскада не меньше требуемого.

В случае же недостатка общего $K'_{У}$ (чаще всего это выясняется при окончательном расчете первого варианта принципиальной схемы всего усилителя) требуется изменение разрабатываемой схемы и ее полный или частичный перерасчет.

Достигнуть увеличения коэффициентов усиления в каскадах предварительного усиления можно за счет оптимизации параметров разрабатываемых узлов. Существует ряд мер повышения $K_{У}$: увеличение сопротивления нагрузки, увеличения крутизны транзистора, использование в качестве нагрузочного сопротивления динамических нагрузок (источников тока), повышение входного сопротивления каскадов за счет использования местных ООС, составных и по-

левых транзисторов или уменьшения тока, протекающего через транзистор. При использовании перечисленных мер коэффициент усиления единичного усилительного каскада достаточно легко достигает значения (500...1000) раз.

При введении в усилительный каскад местных обратных связей, повышающих термостабильность, следует учитывать их влияние на K_V или применять меры, исключающие ослабление усиливаемого переменного сигнала сопротивлением местной обратной связи. В общем случае величина K_V зависит от применяемого транзистора и положения рабочей точки.

В случаях, если все-таки K'_V недостаточно, следует пойти на увеличение числа каскадов предварительного усиления, хотя большинство ТЗ реализуется по классической структурной схеме (рис. 2.1).

После рассмотрения вариантов структурной схемы можно приступить к уточнённому расчёту усилителя.

Первым этапом уточненного расчета является выбор схемы окончного каскада, критическими факторами для выбора схемы являются: выходная мощность $P_{ВЫХ}$, сопротивление нагрузки R_H , напряжение питания $U_{П}$. Вычислив амплитуды напряжения и тока в нагрузке и зная величину $U_{П}$, а также тип источника питания – двуполярный или однополярный, еще до выбора типа выходных транзисторов необходимо принять решение об использовании в ОК простой двухтактной или, как альтернатива, мостовой схемы. Критерием выбора в пользу мостовой схемы является превышение двойного размаха амплитуды выходного напряжения, которую может выдать на нагрузку простой двухтактный каскад по схеме общий коллектор над величиной напряжения питания, заданного ТЗ. При этом к величине двойного размаха выходной амплитуды напряжения следует добавить необходимый для обеспечения линейного режима транзисторов окончного каскада удвоенный запас минимально допустимого значения напряжения $U_{КЭ}$ транзисторов окончного каскада. $U_{КЭ}$ в зависимости от типа выбранных транзисторов и схем окончного и предоконечного каскадов может колебаться от 0,8 В до 2,5 В. Чрезмерное увеличение запаса нецелесообразно, так как ведет к увеличению рассеиваемой мощности на коллекторах выходных транзисторов.

Варианты выполнения схем окончного каскада достаточно разнообразны [3, 4, 5], хотя основой всех вариантов является простейший двухтактный каскад по схеме общий коллектор (двухтактный эмиттерный повторитель). Так как выходной каскад УНЧ в большинстве случаев работает с большими токами, а мощные биполярные транзисторы обладают небольшим коэффициентом усиления по току, то в выходном каскаде с целью повышения коэффициента усиления по току используют составные транзисторы (по схеме Дарлингтона на симметричных парах транзисторов), псевдодвухтактные схемы эмиттерных повторителей (в каждом плече использована пара транзисторов разной проводи-

мости), квазикомплементарные эмиттерные повторители (например, верхнее плечо – по схеме Дарлингтона, нижнее плечо – по схеме Шиклайи). При повышенной мощности рассеяния на коллекторе транзистора или превышении предельно допустимого тока коллектора два и более выходных транзистора в плече могут включаться параллельно. Ток каждого транзистора при этом уменьшается в число параллельно включенных транзисторов, а коэффициент усиления по току при максимальном токе в нагрузку снижается в меньшей степени, одновременно уменьшается и напряжение насыщения коллектор-эмиттер.

Начинать выбор схемы оконечного каскада следует с наиболее простой, но при необходимости не следует бояться идти на ее усложнение.

Выбор типа выходного каскада должен происходить одновременно с выбором конкретного типа транзисторов оконечного каскада. Критическими факторами выбора транзисторов являются предельно допустимая мощность рассеяния на коллекторе транзистора, предельно допустимый ток коллектора, предельно допустимое напряжение коллектор-эмиттер, частотный диапазон [7, 8]. По каждому из предельно допустимых параметров необходимо иметь запас. В случаях, когда это возможно, например, перечень пригодных для использования транзисторов достаточно велик, запас может составлять сто и более процентов, когда нет – не менее (10...20) %. Немаловажным фактором является величина коэффициента усиления по току транзистора. При величине коллекторного тока, равного амплитудному значению тока в нагрузке (а это, как правило, значительная величина для тока коллектора), значение коэффициента усиления по току резко падает, поэтому при относительно сравнимых параметрах рассматриваемых вариантов транзисторов следует выбирать транзисторы с большим значением коэффициента усиления по току.

Кроме того, нельзя забывать, что в двухтактном каскаде должны работать комплементарные пары транзисторов. Чаще всего эти пары известны, например отечественные КТ814 и КТ815, хотя в справочниках [7, 8] комплементарность транзисторов не отражена. Если оба транзистора в двухтактном каскаде идентичны, то передаточная характеристика каскада для положительной и отрицательной полуволны синусоиды входного напряжения будет симметричной. Это означает исчезновение из спектра выходного сигнала всех четных гармоник, что заметно снижает значение коэффициента гармоник. Строгой идентичности передаточных характеристик у обоих плеч двухтактного каскада добиться невозможно, так как свойства р-п-р и п-р-п транзисторов не совпадают, поэтому некоторая асимметрия суммарной характеристики будет наблюдаться и полного подавления четных гармоник не произойдет.

Одновременно при рассмотрении варианта схемы выходного каскада следует обращать внимание на способ (а также схему) формирования (стабилизации) рабочей точки транзисторов оконечного каскада. В большинстве случаев схема формирования должна обеспечивать режим работы транзисторов в клас-

се АВ или В. Хорошо использовать такие технические решения, которые обеспечивают технологичность настройки разрабатываемого усилителя, в частности возможность подстройки тока покоя выходных транзисторов. Не следует экономить на использовании в схеме формирования рабочей точки транзисторов оконечного каскада (схеме формирования напряжения смещения) источников тока, необходимых как для повышения термостабильности транзисторов оконечного каскада, так и обеспечения возможности их работы с максимальными токовыми нагрузками.

Расчет оконечного каскада после окончательного выбора принципиальной схемы, типа транзисторов и расчета коэффициента гармоник завершается оценкой его входного сопротивления по переменному току. Значение входного сопротивления потребуется для определения коэффициента усиления предоконечного каскада, сопротивлением нагрузки которого и будет являться входное сопротивление оконечного каскада.

Варианты выполнения схем промежуточных каскадов широко известны. Основой являются простые каскады типа общий эмиттер, общая база, главное, возможность реализовать коэффициент усиления по напряжению, так как каскады предварительного усиления в УНЧ отвечают именно за усиление напряжения. Возможны комбинации из каскодных схем, цель их использования – возможность реализации увеличенного коэффициента усиления, согласование по сопротивлению, повышение развязки между выходом и входом, быстродействия каскадов, и, как следствие, уменьшение искажений. Интересен прием использования дифференциальных усилителей в качестве промежуточных каскадов усиления. Сохраняется нечувствительность тракта усиления к синфазным помехам и появляется дополнительный выигрыш в коэффициенте усиления.

При разработке предоконечного каскада одним из сложных вопросов проектирования является необходимость состыковки предоконечного с оконечным каскадом. Проблемы «плохого» стыка могут привести к потере коэффициента усиления по напряжению, недостатку размаха переменного напряжения на входе оконечного каскада, нехватке базового тока выходных транзисторов на пике амплитуды. Также необходимо учитывать возможную разницу в режимах по постоянному току на выходе предоконечного и входе оконечного каскадов. Сложность стыковки увеличивается за счет того, что цепи термостабилизации рабочей точки транзисторов оконечного каскада объединяются с собственно самим предоконечным каскадом. Вариант стыка зависит также от структуры усилителя.

Наиболее качественные УНЧ выполнены полностью симметрично для положительной и отрицательной полувольт усиливаемого сигнала. Такая структура является потенциально сбалансированной для компенсации искажений, предоконечный каскад обычно подключается к оконечному каскаду двумя ветвями

к двум управляемым источникам тока, входящим в схему стабилизации тока покоя. Более простые УНЧ допускают несимметрию при согласовании.

Типичную схему согласования предоконечного с окончательным каскадом следует рассмотреть на основе схемы классического операционного усилителя (рис. 3.1), её можно считать простейшим аналогом выполняемого задания. Предоконечный каскад в схеме на рис. 3.1 выполнен на составном транзисторе и включен в цепь стабилизации режима транзисторов окончательного каскада на двух диодах (источника опорного напряжения) и источнике тока – нагрузке предоконечного каскада. Ток коллектора транзистора предоконечного каскада является общим током для источника опорного напряжения и источника тока. Вход усилителя предоконечного каскада – база составного транзистора, выходы – выводы диодов источника опорного напряжения. Величиной тока коллектора предоконечного каскада задается коэффициент усиления предоконечного каскада, этой же величиной тока – прямое падение напряжения на диодах, определяющее ток покоя транзисторов окончательного каскада, и этим же током обеспечивается необходимый минимум тока базы окончательных транзисторов в пике амплитуды напряжения на выходе предоконечного каскада.

Более сложные стыки целесообразно выявить при анализе литературных источников, также варианты выполнения схем высококачественных УНЧ проанализированы в главе 3.

Входной каскад разрабатываемого УНЧ, как правило, дифференциальный. Основная проблема при его проектировании – компромисс между коэффициентом усиления и входным сопротивлением, которое с точки зрения согласования с источником сигнала по напряжению необходимо стремиться сделать достаточно большим. Противоречие возможно разрешить выбором оптимального тока коллектора транзисторов дифференциального каскада, применением составных или полевых транзисторов, а также использованием источников тока в нагрузке дифференциального каскада. С точки зрения повышения температурной стабильности как дифференциального каскада, так и всего УНЧ, поскольку дифференциальный каскад должен быть первым усилительным каскадом (за счет способности дифференциального каскада ослаблять синфазную помеху, а температурное воздействие на дифференциальный каскад можно считать таковым), целесообразно в цепях эмиттеров транзисторов дифференциального каскада использовать качественные источники тока. Так как запаса по напряжению питания во входных цепях УНЧ достаточно, то внутреннее сопротивление источника тока возможно сделать значительным (до десятка МОм), что гарантирует ослабление синфазного сигнала.

Кроме дифференциального каскада во входной цепи УНЧ можно использовать и другие простые схемные решения, однако требованию введения в УНЧ цепи общей ООС наиболее просто удовлетворяет именно дифференциальный каскад, так как имеет два равноправных входа и реализует функцию вычитания

входных сигналов. Применение других несимметричных схем, например схем на основе общего эмиттера, общей базы, каскодных схем, у которых необходимо сформировать второй дополнительный вычитающий вход, может оказаться неудобным из-за разницы входных сопротивлений, что потребует дополнительного согласования и, следовательно, изменений в схеме разрабатываемого УНЧ.

При проектировании входных каскадов мостовых УНЧ, кроме согласования с источником сигнала по сопротивлению, необходимо решать проблему фазорасщепления, то есть формирования на выходе входного каскада двух одинаковых по амплитуде, но противофазных сигнала, необходимых для дальнейшего усиления в двух каналах мостовой схемы. Наилучшим образом для этих целей подходит дифференциальный усилитель, так как на своих выходах имеет уже сформированный парафазный сигнал. Возможно применение простого каскада по схеме общий эмиттер с коэффициентом усиления, равным единице, у которого в качестве второго выхода используется эмиттер (схема включения для второго выхода – общий коллектор). И в том и в другом случае необходимо будет проводить привязку по постоянному току потенциалов на выходах входного каскада с потенциалами в точках подключения входного каскада к каналам усиления мостовой схемы или отказываться от непосредственного соединения каскадов, что нежелательно, так как это противоречит возможности охвата схемы цепью общей ООС.

После расчета всех каскадов и достижения минимально необходимого коэффициента усиления разрабатываемого УНЧ следует составить полную принципиальную схему усилителя, в которую необходимо добавить цепи общей ООС и элементы, ответственные за режим работы всего усилителя по постоянному току. Руководствоваться при этом необходимо принципами работы с операционными усилителями (ОУ), упрощенно считая, что разработанная в КП принципиальная схема усилителя есть внутренняя схема некоторого специфического ОУ, у которого достигнуты признаки идеального ОУ: достаточно малый входной ток (у идеального ОУ он равен нулю), малое выходное сопротивление (у идеального ОУ оно равно нулю) и разница потенциалов между инвертирующим и неинвертирующим входами при замкнутой ООС равна нулю [5]. Для того чтобы правильно замкнуть обратную связь в разработанной принципиальной схеме следует определить тип входа (инвертирующий или неинвертирующий). Надо учитывать и тот фактор, что входное сопротивление усилителя с введенной общей ООС зависит от варианта включения усилителя (в инвертирующем включении оно значительно меньше). При расчете мостовой схемы могут потребоваться оба варианта включения и параллельное по входу соединение каналов усиления, при этом обязательно следует проверить согласование с внутренним сопротивлением источника сигнала. Возможным выходом из по-

ложения (при недостаточной величине входного сопротивления) может оказаться изменение структуры построения мостовой схемы.

Резисторы цепи общей ООС определяют не только коэффициент усиления схемы после введения обратной связи, но и режим работы всего в целом усилителя по постоянному току. Так как через резисторы ООС протекает определенный базовый ток транзисторов входного дифференциального каскада (в этом и состоит отличие реального ОУ от идеального), то на них появляется падение напряжения, величина которого может превысить некоторый предел, вследствие чего на выходе усилителя появляется дисбаланс напряжения (при правильно спроектированной схеме на выходе усилителя должен быть потенциал, равный «земляному» в схемах с двуполярным питанием, или точно соответствующий половине питания в схемах с однополярным питанием). Поэтому сопротивления цепи ООС стараются сделать минимальными, что в некоторых случаях может привести к нежелательному эффекту – уменьшению входного сопротивления усилителя. Компромиссом является выбор падения напряжения на резисторах под действием базового тока – не более 0,1 В.

В завершение расчетной части КП после расчета и составления полной принципиальной схемы усилителя необходимо провести проверку полученных параметров разработанного устройства на предмет выполнения требований ТЗ. Конечно, лучший способ проверки – собрать практически макет устройства и исследовать его параметры с помощью приборов. Однако современные средства схемотехнического моделирования на ЭВМ позволяют проектировать, анализировать и корректировать схемотехнику разработанного усилителя без производства пробного экземпляра. На сегодняшний день существует множество программ, позволяющих осуществить моделирование: MicroCap, Alpac, CircuitMaker, Electronics Workbench, OrCAD и другие. На наш взгляд, предпочтение следует отдать программе MicroCap [14, 15, 16], удобной для первоначального освоения и являющейся мощным приложением для работы как с аналоговыми, цифровыми, так и смешанными схемами. Рекомендуемый набор проверяемых свойств усилителя должен содержать: расчет по постоянному току; расчет и динамическое отображение на схеме узловых потенциалов, токов ветвей и рассеиваемой мощности; расчет частотных характеристик (ЛАЧХ и ЛФЧХ); построение амплитудной характеристики; расчет переходных процессов; проверку амплитуды и формы сигнала на выходе; расчет коэффициента гармоник; анализ дрейфа тока покоя при вариации температуры; оценку входного сопротивления усилителя в частотном диапазоне. Перед проведением исследования усилителя в программе MicroCap необходимо в схеме усилителя заменить отечественные транзисторы на их импортные аналоги. Варианты замены можно подобрать через Интернет [12, 13].

Можно рекомендовать следующий порядок выполнения расчётной части типового курсового проекта.

1. Оценка способа построения УНЧ на предмет использования мостовой схемы.
2. Выбор схемы оконечного каскада.
3. Выбор типов транзисторов оконечного каскада по предельно допустимым параметрам.
4. Расчет коэффициента гармоник.
5. Оценка величины минимально необходимого коэффициента усиления усилителя до введения общей ООС.
6. Уточнение схемы оконечного каскада, выбор схемы формирования и стабилизации рабочей точки транзисторов оконечного каскада, определение коэффициента передачи, входного и выходного сопротивлений.
7. Выбор схемы и расчёт предоконечного каскада, определение коэффициента передачи, входного и выходного сопротивлений.
8. Выбор схемы и расчет входного каскада, определение коэффициента передачи, входного и выходного сопротивлений.
9. Расчет элементов цепи общей ООС, расчет коэффициента усиления усилителя и входного сопротивления УНЧ после подключения общей ООС.
10. Составление схемы усилителя и перечня элементов к ней.
11. Моделирование разработанной схемы усилителя на ЭВМ.

Пример расчета усилителя приведен в [4, стр. 239–243], концепции схем в [4, стр. 235–239], предварительные усилители в [3, стр. 248–250], [4, стр. 101–117], предоконечный каскад в [4, стр. 58–73], ОУ и схемы включения ОУ в [3, стр. 67–82], [4, стр. 83–86], мостовые схемы в [4, стр. 212–214], основные схемы транзисторных каскадов на биполярных транзисторах в [3, стр. 26–47], [4, стр. 58–73], мощность рассеяния транзисторов при неоптимальном выборе напряжения питания в [4, стр. 192–193], выходные каскады в [3, стр. 238–248], [4, стр. 197–204], выходные каскады с большим током в [4, стр. 211–212], методика расчета коэффициента гармоник [6, стр. 236–239], оценка величины минимально необходимого коэффициента усиления усилителя до введения общей ООС [6, стр. 94–97].

3. ПОЯСНЕНИЯ К РАЗДЕЛУ «АНАЛИЗ СОСТОЯНИЯ ВОПРОСА»

В подавляющем большинстве случаев при проектировании УНЧ используется классическая трёхкаскадная схема, на основе которой реализуются операционные усилители (рис. 3.1). Часто операционные усилители (ОУ) используются для построения УНЧ, для чего к ОУ добавляется внешний усилитель тока. Кроме того, по аналогии с ОУ, изготавливаемыми в интегральном исполнении, разрабатываются и УНЧ на дискретных элементах, полностью повторяющие структуру ОУ, но допускающие большую токовую нагрузку выходных каскадов. На основании приведенных соображений можно говорить об идентичности принципов проектирования операционных усилителей и УНЧ.

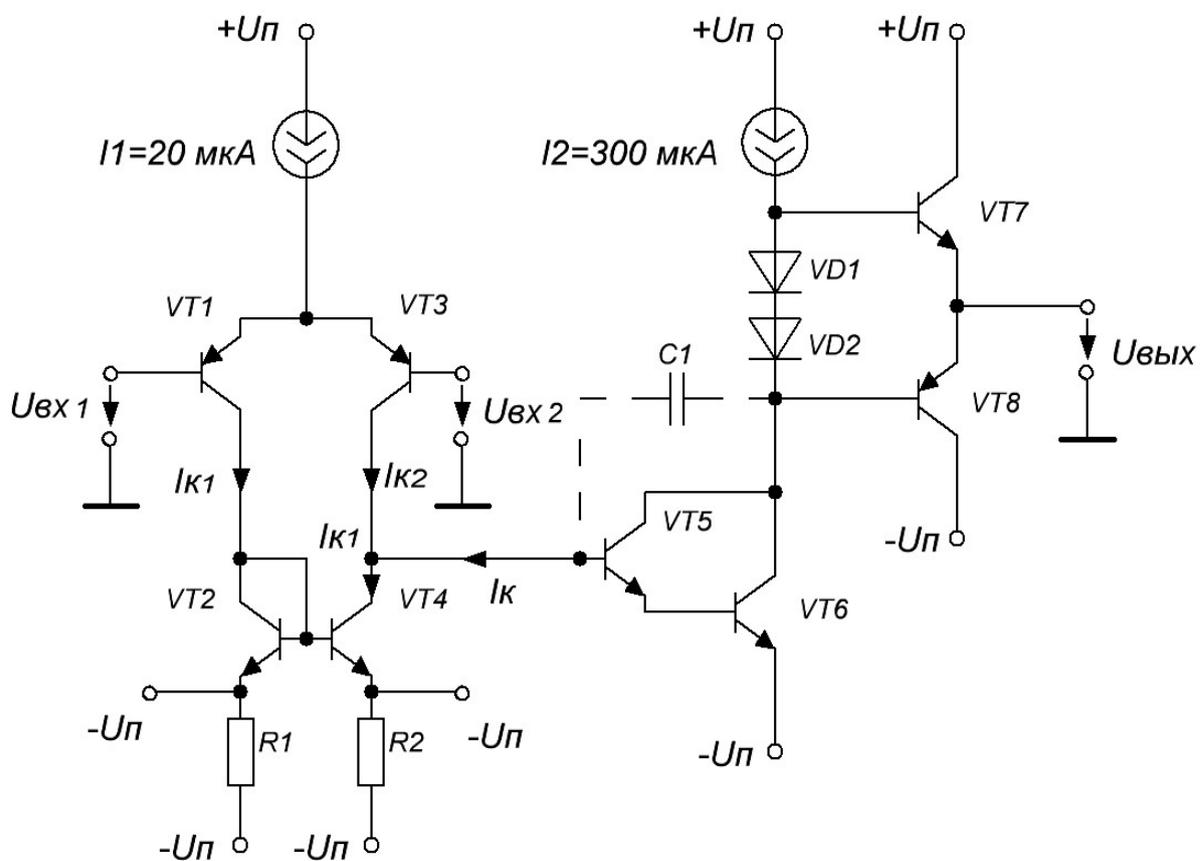


Рис. 3.1. Классическая схема операционного усилителя

Операционные усилители должны обеспечивать значительный коэффициент усиления по сравнению с однокаскадными усилителями напряжения. Наиболее распространенная схема интегрального операционного усилителя представлена на рис. 3.1. Усилитель содержит три каскада: входной дифференциальный усилитель напряжения, усилитель напряжения на составном транзисторе, выходной комплементарный эмиттерный повторитель.

Входной дифференциальный каскад выполнен на транзисторах $VT1, VT3$. Токи коллекторов задаются источником тока $I1$, ток которого распределяется между транзисторами каскада. Транзистор $VT3$ нагружен источником тока на транзисторе $VT4$, который вместе с транзистором $VT2$ образует схему токового зеркала. Эмиттеры транзисторов токового зеркала подключены к выводам микросхемы, и, таким образом, используя внешние потенциометры, можно регулировать ток плеч дифференциального каскада. Применение дифференциального каскада позволяет решить проблему термостабильности входного каскада, поскольку усиление синфазного сигнала, каким является увеличение коллекторного тока обоих транзисторов дифференциального каскада, стремится к нулю. Кроме того, учитывая, что дифференциальный каскад усиливает разность входных сигналов, на один из его входов крайне удобно заводить сигнал общей ООС. Выходной ток входного каскада определяется как разность токов коллекторов транзисторов $VT1$ и $VT3$, которая равна двум токам базы транзисторов токового зеркала. Для обеспечения высокого входного сопротивления ток коллектора транзисторов дифференциального каскада задается относительно малой величины (десятки микроампер).

Каскад усиления напряжения, который в приведенной схеме также можно назвать предоконечным, выполнен на составном транзисторе $VT5, VT6$, позволяющем уменьшить входной ток каскада. Нагрузкой каскада является источник тока $I2$, два диода, включенные в цепь коллектора, обеспечивают начальное смещение оконечного каскада. Оконечный каскад для повышения КПД часто строится по схеме общих коллектор на комплементарной паре транзисторов. Оконечный каскад осуществляет усиление по току подведенного к нему сигнала, повторяя его величину напряжения, другими словами, оконечный каскад осуществляет преобразование сопротивлений.

Приведенная на рис. 3.2 схема отличается от схемы рис. 3.1, рассмотренной ранее, тем, что идеальные источники тока заменены реальными источниками тока на транзисторах. Кроме того, несколько отличаются структуры каскадов. В отличие от схемы рис. 3.1, предоконечный каскад выполнен на одном транзисторе $VT8$, нагрузкой которого служит токовое зеркало на транзисторах $VT7, VT9$. Оконечный каскад построен на составных комплементарных транзисторах $VT11, VT13$ и $VT12, VT14$, которые охвачены цепочками $R19, R22$ и $R21, R23$. Резисторы этих цепочек предназначены для ускорения процесса рассасывания заряда с баз транзисторов, что приводит к уменьшению времени записывания транзисторов. Кроме того, величиной $R22$ и $R23$ можно варьировать уровень сигнала, при котором открываются транзисторы $VT13, VT14$. Начальное смещение выставляется транзистором $VT10$, $R17$ – терморезистор, благодаря которому увеличивается термостабильность оконечного каскада.

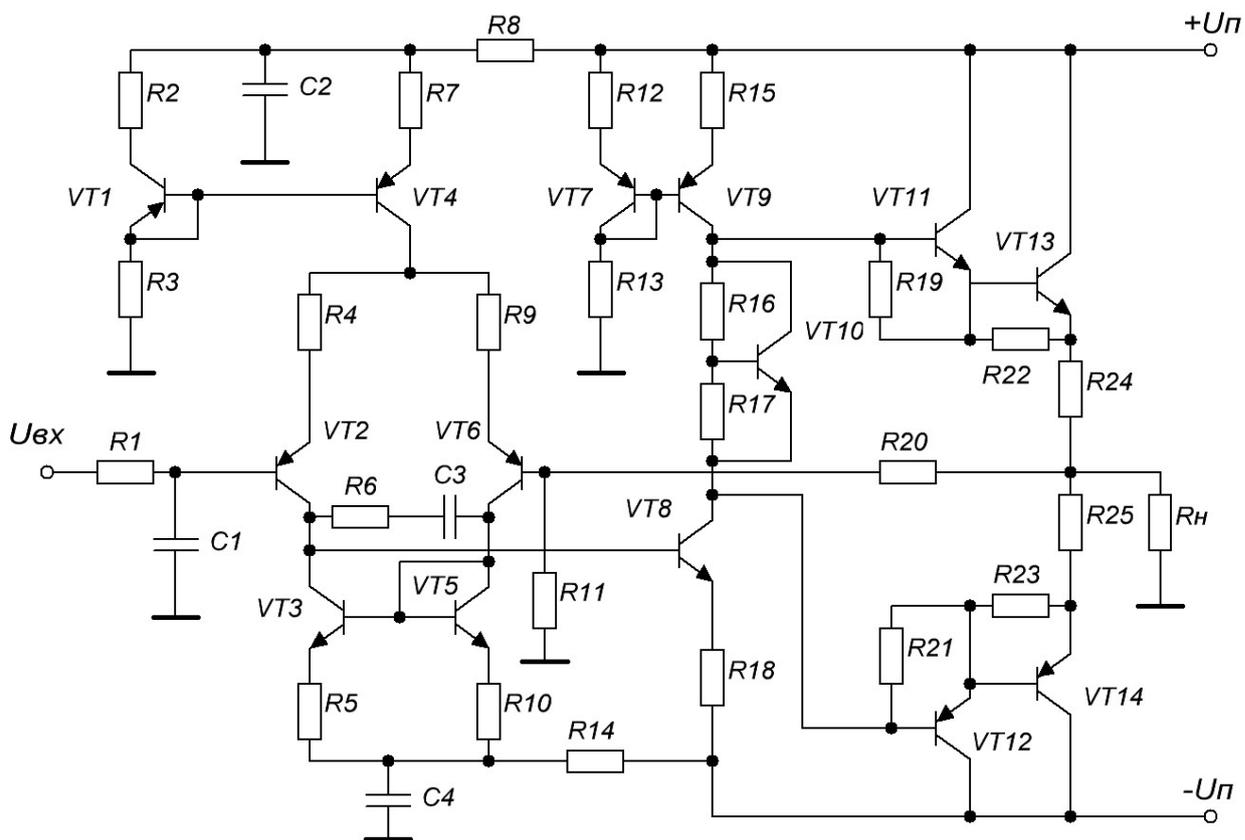


Рис. 3.2. Принципиальная схема усилителя мощности на 50 Вт

На рис. 3.3 представлена схема УНЧ с выходным каскадом на полевых транзисторах с изолированным затвором. Применение полевых транзисторов, обладающих большей линейностью и температурной стабильностью, позволяет существенно упростить схему. Поскольку входное сопротивление полевых транзисторов достигает значительной величины, то согласование с оконечным каскадом выполняется существенно проще, чем в случае с биполярными транзисторами. Две входные цепочки $C1, R1$ и $C2, R2$ ограничивают полосу усиливаемых частот снизу и сверху. Особенностью данной схемы является применение вместо обычного предоконечного каскада по схеме общий эмиттер второго дифференциального каскада, нагруженного на токовое зеркало на транзисторах $VT5, VT7$. Выходной каскад – комплементарный истоковый повторитель $VT9, VT10$. Поскольку сопротивление канала у полевых транзисторов составляет доли Ома, то для защиты от сквозных токов вводятся истоковые сопротивления $R19, R20$, ограничивающие ток стока и выполняющие роль местной ООС. Начальное смещение задается подстроечным резистором $R16$. Во входном дифференциальном каскаде ток задается источником тока на транзисторах $VT2, VT4$ с обвязкой. Подстроечным резистором $R5$ выравниваются токи через плечи каскада. Цепь $R10, R11, C3, C4$ – общая ООС. Параллельное включение двух конденсаторов в цепочке ООС обусловлено паразитной индуктивностью электролитических конденсаторов, обладающих большой ёмкостью. Для устра-

нения влияния индуктивного сопротивления на высоких частотах производится шунтирование конденсатором другого типа (например, пленочного) малой ёмкости.

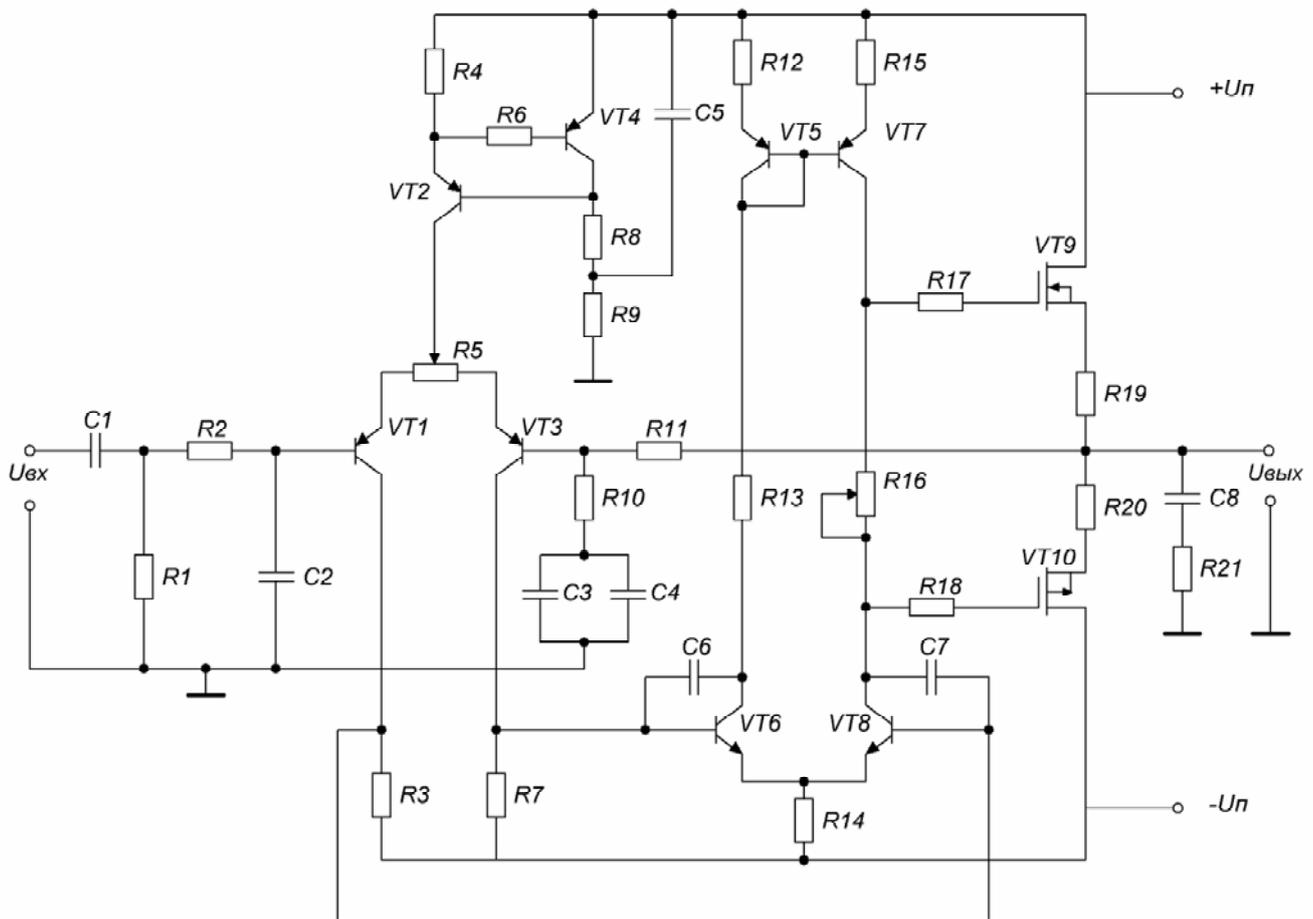


Рис. 3.3. Схема усилителя мощности с истоковым повторителем

В схеме, изображенной на рис. 3.4, выходной каскад работает в классе А, при котором рабочая точка располагается в наиболее линейной области ВАХ транзистора. Нагрузка подключена между каскадом в классе А на транзисторах $VT5, VT7, VT9$ и источником тока $VT4, VT6, VT8, VT10$. В момент отсутствия сигнала через каскад протекает некий ток покоя, который по величине равен току источника тока, т.е. ток в нагрузке отсутствует. При увеличении напряжения на базе транзистора $VT5$ его ток коллектора увеличивается, что приводит к увеличению падения напряжения на коллекторном сопротивлении $R11$, т.е. увеличивается напряжение $U_{БЭ}$ транзисторов $VT7, VT9$, следствием является увеличение их коллекторных токов. Часть тока, превышающая ток ИТ, начинает течь в нагрузку. Когда напряжение на базе транзистора $VT5$ уменьшается относительно величины покоя, транзистор начинает закрываться, это приводит к уменьшению его тока коллектора, т.е. уменьшается падение напряжения на сопротивлении $R11$. Как следствие, транзисторы $VT7, VT9$ частично запираются и суммарный ток каскада уменьшается. Это приводит к тому, что недостаю-

ший ток ИТ берет из земли через нагрузку, вызывая на ней соответствующее величине тока падение напряжения. Рассмотрим принцип работы источника тока. Высокая стабильность тока обуславливается применением следящей схемы на транзисторе $VT4$. Ток, протекающий через транзисторы $VT6, VT8, VT10$, вызывает падение напряжения на сопротивлении $R15$. При увеличении тока падение напряжения на нем увеличивается, приводя к увеличению базового напряжения на транзисторе $VT4$. Коллекторный ток $VT4$ увеличивается, увеличивая падение напряжения на сопротивлении $R10$, т.е. уменьшая $U_{БЭ}$ $VT6$, следовательно, ток коллектора $VT6$ уменьшается, приводя к уменьшению падения напряжения на коллекторном сопротивлении $R12$, что, в свою очередь, приводит к уменьшению $U_{БЭ}$ транзисторов $VT8, VT10$ и уменьшению их коллекторных токов, т.е. наблюдается эффект самостабилизации. Поскольку сопротивление ИТ много больше сопротивления нагрузки, ток каскада не влияет на величину тока ИТ.

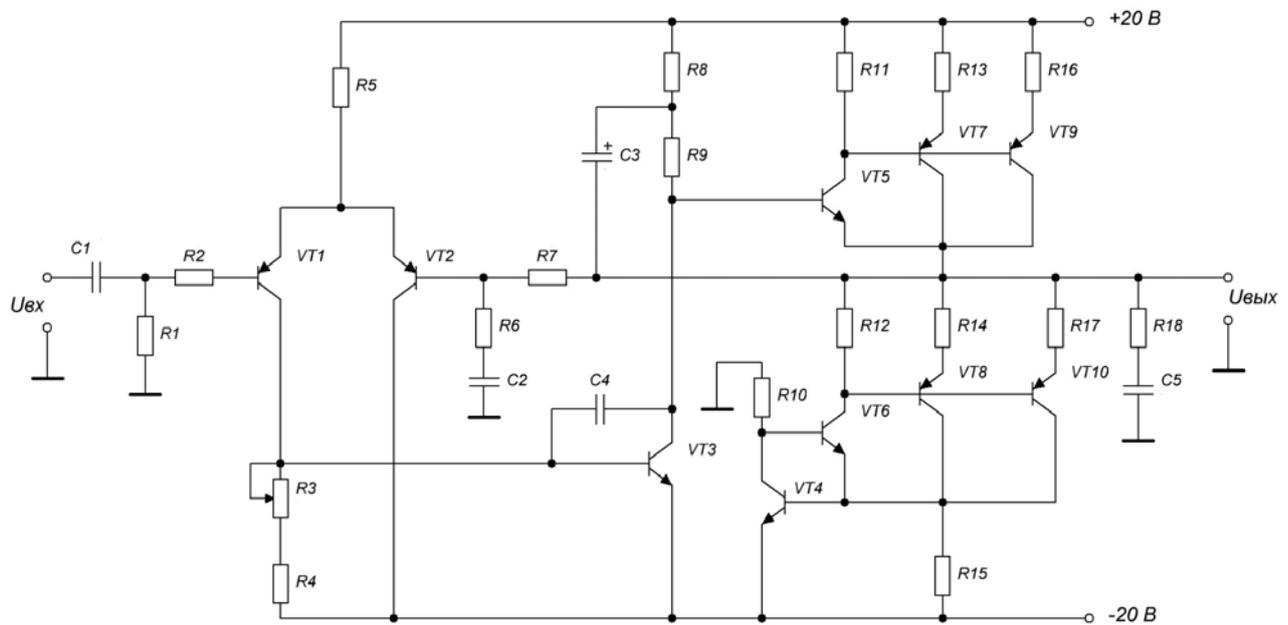


Рис. 3.4. Схема усилителя мощности 20 Вт, класс А фирмы Elliott Sound Products

В схеме на рис. 3.5 особенностью является применение в качестве нагрузки дифференциального каскада токового зеркала на транзисторах $VT1, VT4$, после чего следует усилитель напряжения, включенный через эмиттерный повторитель на транзисторе $VT7$. Применение эмиттерного повторителя позволяет обеспечить согласование по току входного каскада и каскада усиления напряжения. Начальное смещение оконечного каскада устанавливается с помощью подстроечного резистора, цепочка $D1...D4$ служит для ограничения размаха выходного сигнала на затворах выходных транзисторов. Принцип действия объединенного источника тока входного дифференциального каскада и каскада усиления напряжения, выполненного на транзисторах $VT3, VT6, VT9$, аналогичен рассмотренному ранее.

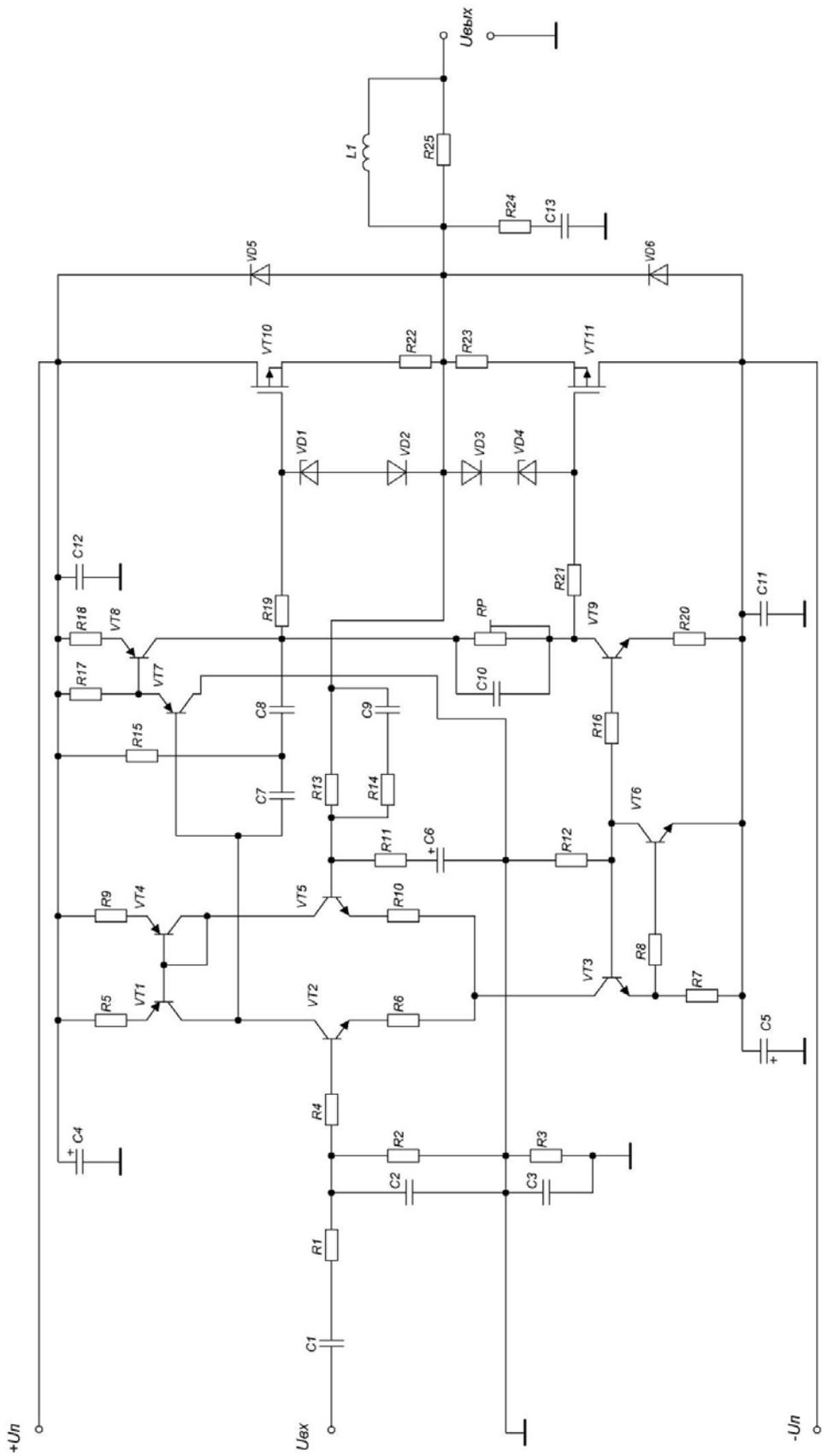


Рис. 3.5. Схема усилителя мощности ESP P 101

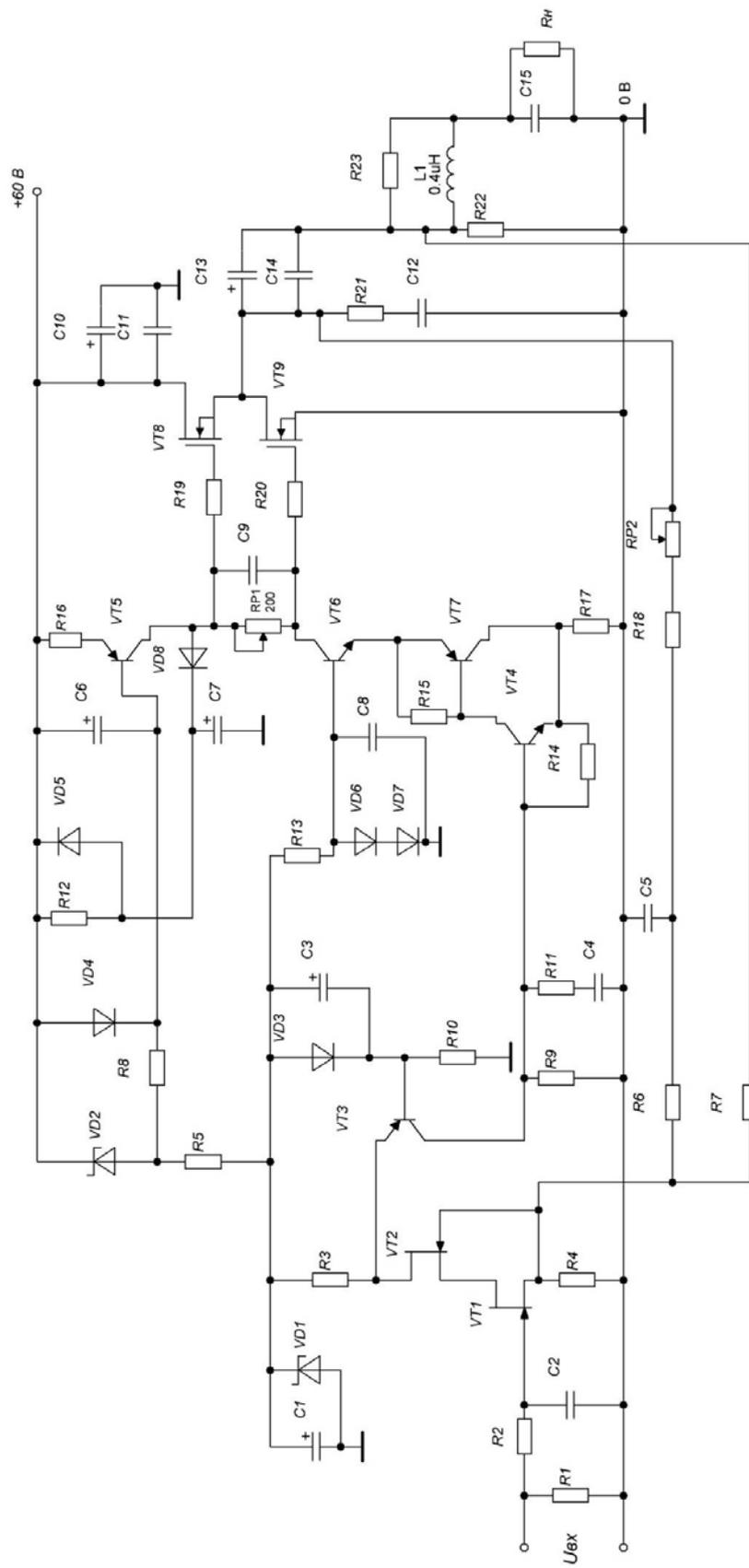


Рис. 3.6. Схема усилителя MJR-DC9

В схеме, представленной на рис. 3.6, в качестве входного каскада используется каскодная схема на полевых транзисторах $VT1, VT2$, обладающих огромным входным сопротивлением. Входное сопротивление усилителя определяется цепочкой $R1, R2, C2$. Применение каскодной схемы позволяет существенно расширить полосу рабочих частот и, как следствие, увеличить эффективность ООС на высоких частотах. Входной каскад нагружен каскадом общей база на $VT3$, после чего сигнал подается на каскад усиления напряжения, выполненный по каскодной схеме на транзисторах $VT4, VT6, VT7$, причем на транзисторах $VT4, VT7$ собран составной транзистор по комплементарной схеме Дарлингтона, сопротивление $R17$ – местная ООС по току. Ток каскада задается источником тока на транзисторе $VT5$ с дополнительными цепочками стабилизации. Смещение выходного комплементарного каскада на полевых транзисторах устанавливается при помощи подстроечного резистора $RP1$. Общая ООС заводится на исток транзистора $VT1$, сигнал ООС – синфазный с входным сигналом.

На рис. 3.7 приведена схема усилителя мощности, позволяющая получить в нагрузке 300 Вт. В качестве особенностей схемы можно отметить применение четырех пар комплементарных МДП транзисторов в оконечном каскаде $VT11...VT18$. Ток распределяется между парами транзисторов, тем самым уменьшается величина токовой нагрузки на каждую отдельную пару транзисторов. Этот прием позволяет использовать более доступные усилительные приборы и уменьшить тепловые искажения. В качестве входного каскада применяется дифференциальный каскад на каскодах, потенциал баз транзисторов $VT1, VT4$ фиксируется стабилитроном $VD2$. Обратная связь заводится в источники тока входного дифференциального каскада и каскада усиления напряжения.

На рис. 3.8 представлена схема серийного усилителя Pioneer M22K. Поясним принцип работы оконечного каскада $VT9...VT14$. При малом уровне сигнала работают транзисторы $VT9, VT10$. В моменты времени, когда сигнал вызывает падение напряжения на резисторах $R28, R29$ большее, чем 0,6 В, открываются транзисторы $VT11...VT14$.

На рис. 3.9 показана полностью симметричная схема усилителя мощностью 360 Вт. Выходной каскад включает шесть пар комплементарных МДП транзисторов $VT11...VT22$. Каскад усиления напряжения выполнен по каскодной схеме на транзисторах $VT7...VT10$.

В схеме на рис. 3.10 реализована полностью симметричная схема усиления на биполярных транзисторах. Все каскады двухтактные. Входные дифференциальные каскады построены с использованием каскодной схемы, причем транзисторы по схеме ОЭ составные. Каскад усиления напряжения ($VT16, VT18$) подключается через эмиттерные повторители на транзисторах $VT10, VT14$. В оконечном каскаде в зависимости от уровня сигнала работает разное число транзисторов, при малом сигнале – только комплементарная пара транзисторов $VT23, VT24$. В моменты, когда напряжение на сопротивлениях $R32, R33$ превышает 0,65 В, добавляется пара транзисторов $VT25, VT26$. В случае, когда сигнал достигает таких значений, что на сопротивлениях $R34, R35$ падение напряжения более 0,65 В, открываются транзисторы $VT27...VT34$.

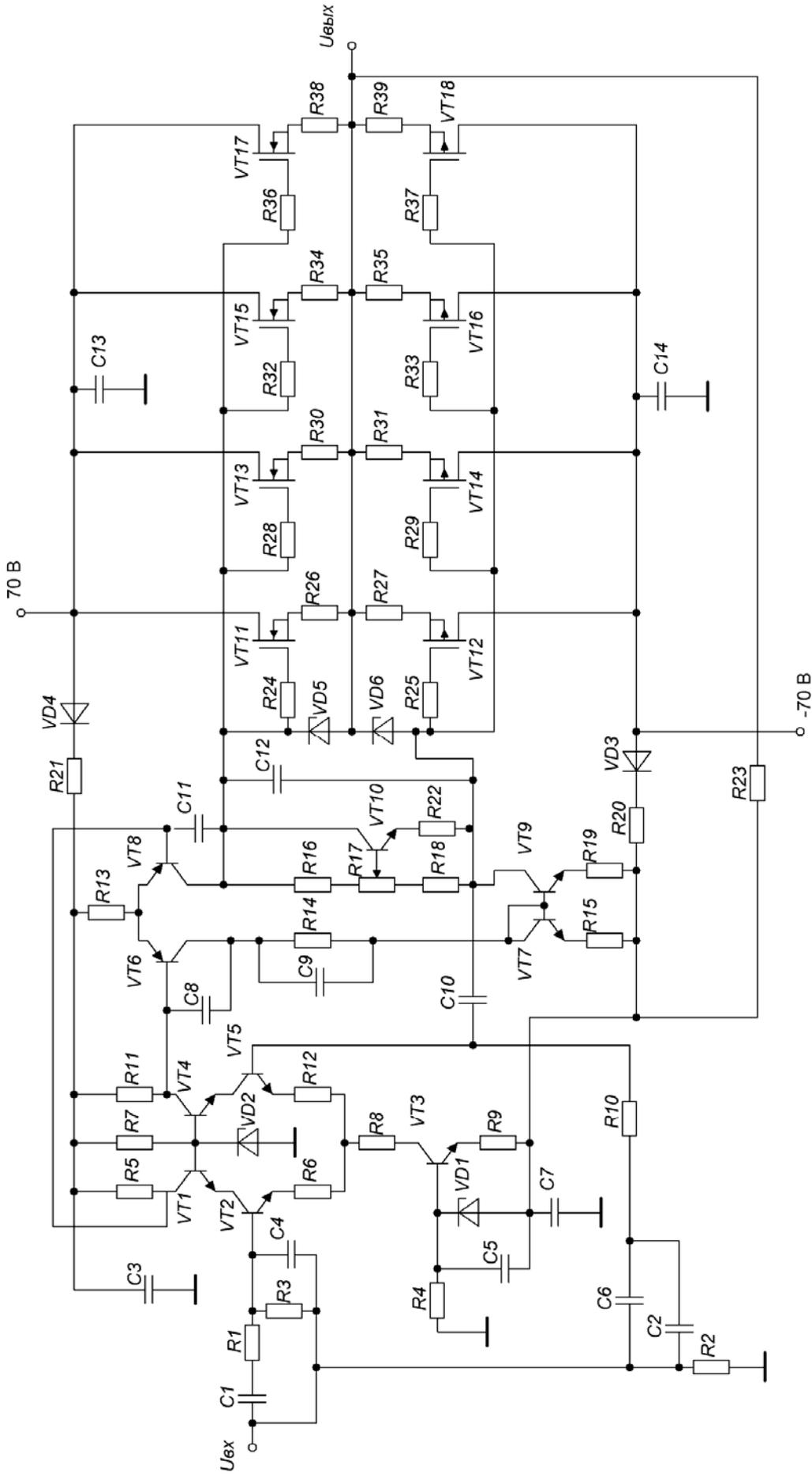


Рис. 3.7. Схема Энтони Холтона (выходная мощность 300 Вт)

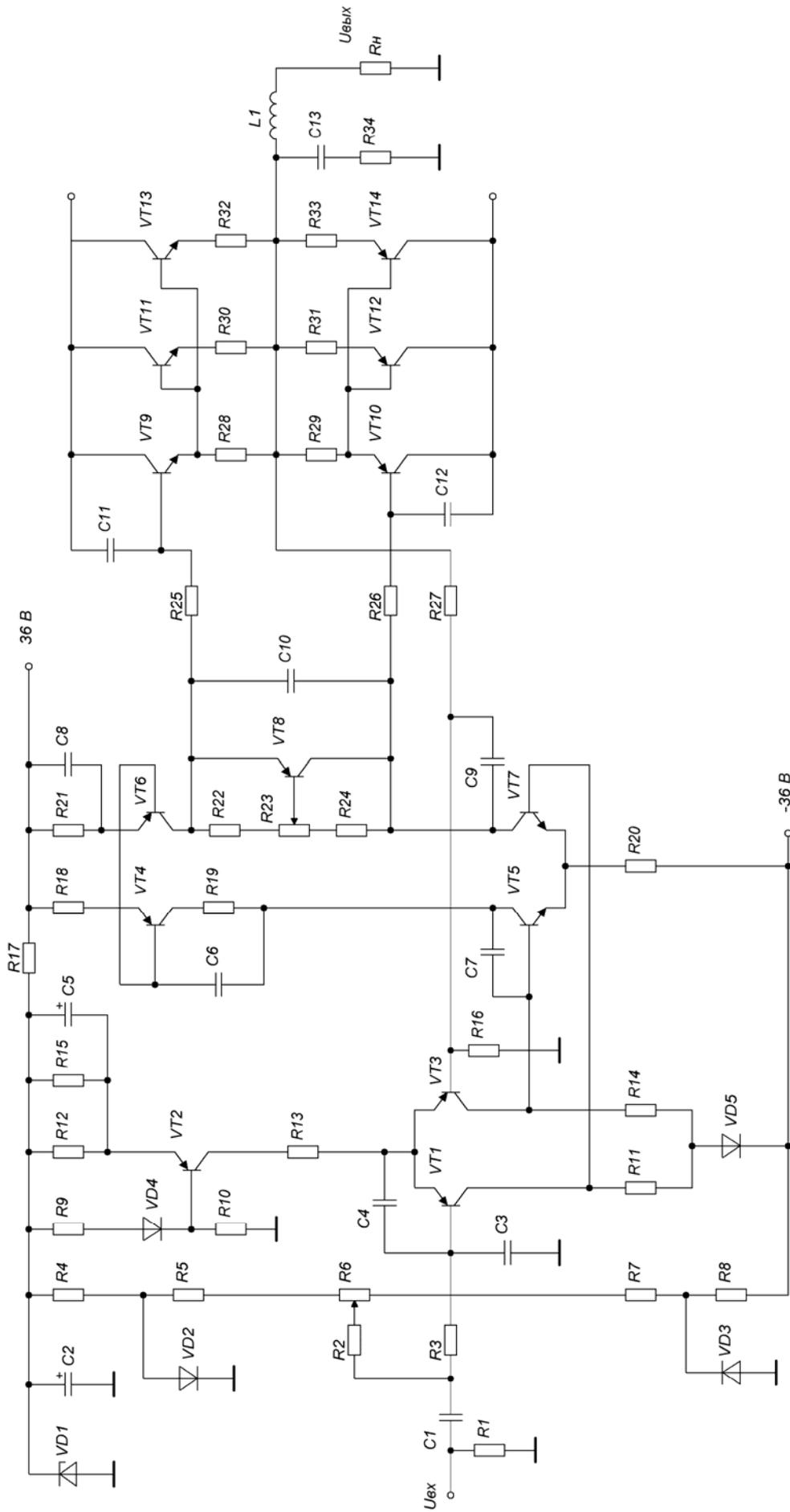


Рис. 3.8. Схема Pioneep M22K

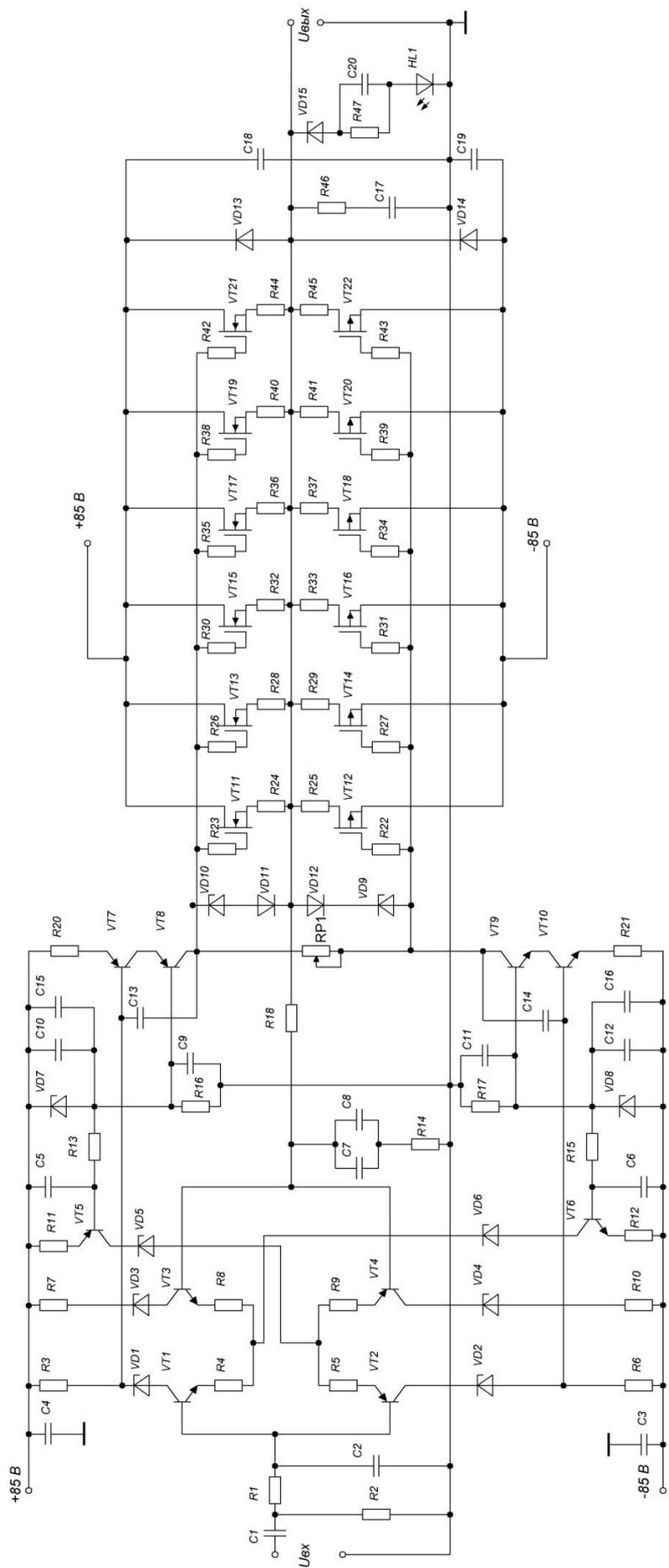


Рис. 3.9. Схема Эдвина Пайя мощностью 360 Вт

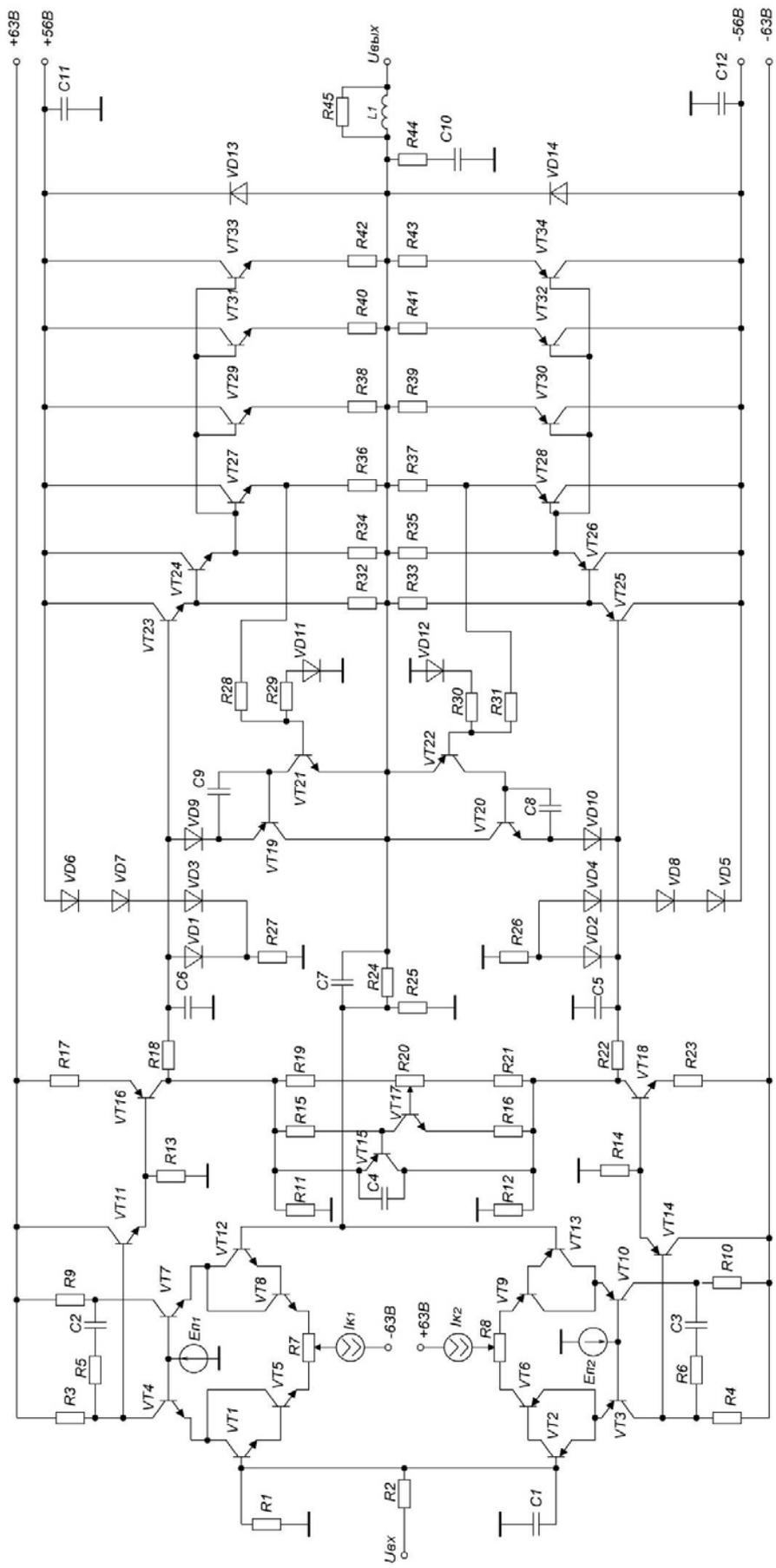


Рис. 3.10. Принципиальная схема усилителя мощности, обеспечивающая в нагрузке 200 Вт при k_{Γ} менее 0,05 %

В схеме на рис. 3.11 помимо каскада усиления напряжения в классе А на транзисторе $VT3$ применяется дополнительный каскад, работающий в классе АВ на транзисторах $VT4$, $VT5$, который формирует управляющее напряжение для окончного каскада на полевых транзисторах $VT6$, $VT7$. Напряжение смещения в двухтактном каскаде усиления напряжения формируется цепочкой $VD1$, $VD2$, $R8$. Сопротивление $R10$ – местная токовая ООС.

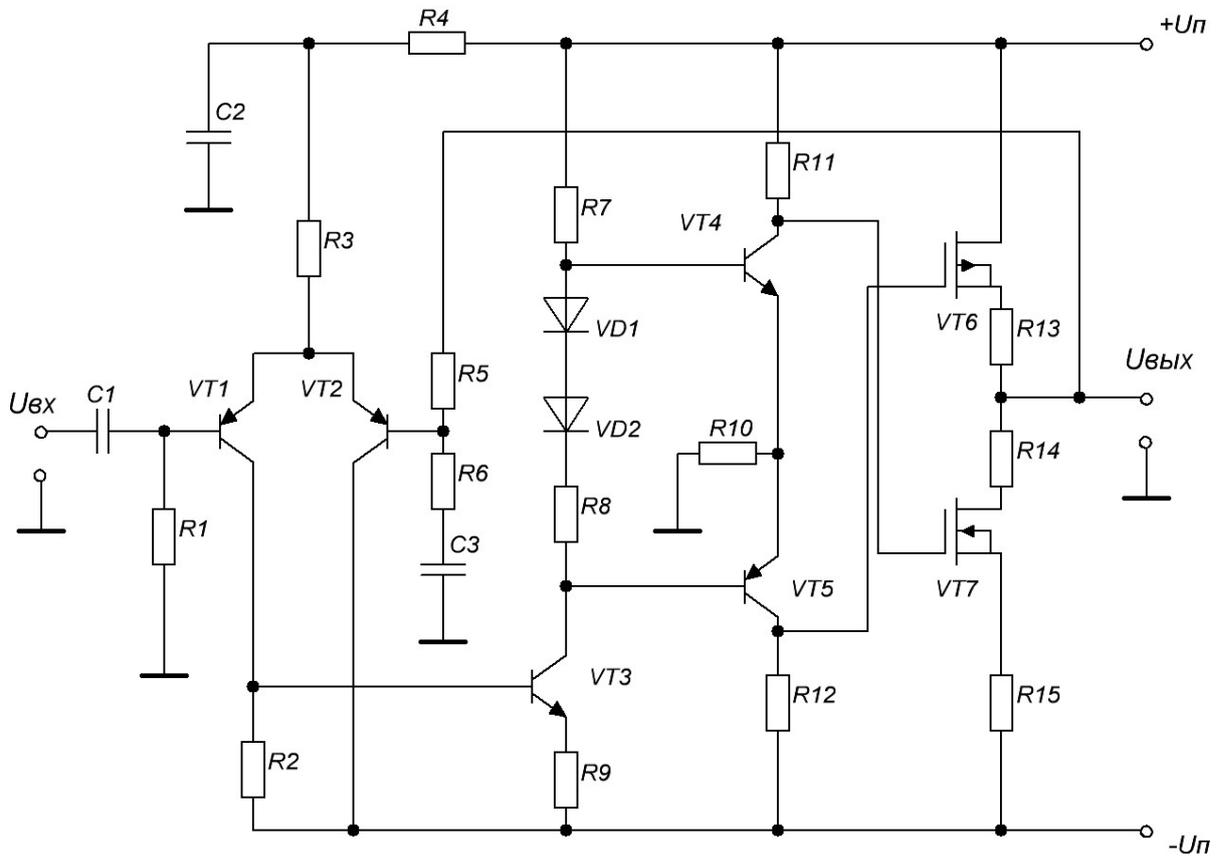


Рис. 3.11. Схема усилителя мощности (патент США 4241313 от 23.12.1980)

4. РАСЧЕТ ОКОНЕЧНОГО КАСКАДА

Под оконечным каскадом усиления мощности понимается каскад, включенный перед нагрузкой и обеспечивающий выделение в ней заданной мощности. В большинстве схем оконечный каскад выполняется по схеме с общим коллектором (обычно в условиях ограниченного значения напряжения питания для обеспечения усиления тока), что позволяет отказаться от использования специфических устройств согласования выхода усилителя с низкоомной нагрузкой. Также, благодаря высокому входному сопротивлению каскада с общим коллектором, необходимый размах входного сигнала для оконечного каскада может быть получен с малой амплитудой тока, что увеличивает коэффициент полезного действия (КПД) усилителя. Мощность, выдаваемая оконечным каскадом и выделяющаяся на сопротивлении нагрузки, обычно лежит в пределах от 50 мВт до 100 Вт и более, поэтому при расчете усилителей нужно учитывать мощность, рассеиваемую на транзисторах. В зависимости от мощности в нагрузке и требований ТЗ по коэффициенту гармоник используются однотактные или двухтактные каскады, работающие в классе А, АВ, В (устройства, работающие в классе Д в пособии не рассматриваются). При требованиях к получению максимума выходной мощности в условиях недостатка напряжения питания без применения схем преобразования напряжения или сложения мощностей возможно применение мостовой схемы. Рассмотрим перечисленные технические решения.

Схема каскада общий коллектор в классе А (однотактный эмиттерный повторитель) приведена на рис. 4.1.

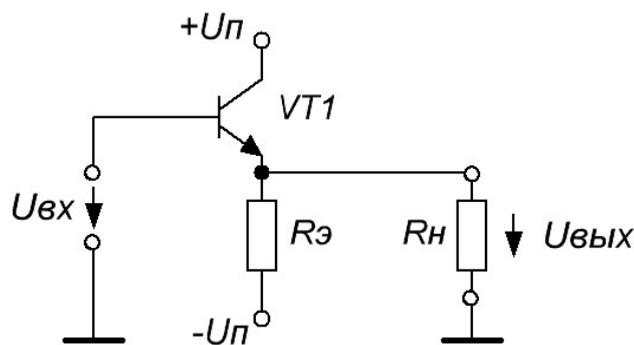


Рис. 4.1. Каскад общий коллектор

Рабочая точка транзистора VT1 задается так, что при отсутствии сигнала ток через сопротивление нагрузки не протекает. Коэффициент усиления по напряжению определяется выражением:

$$K_y = \frac{1}{1 + \frac{1}{S(R_{\text{Э}} \parallel r_{\text{КЭ}})}} \approx 1, \quad (4.1)$$

где S – крутизна транзистора, $R_{\text{Э}}$ – эмиттерное сопротивление, $r_{\text{КЭ}}$ – сопротивление коллектор-эмиттерного перехода транзистора VT1.

Коэффициент усиления тока при условии согласования по мощности ($R_{\text{Э}} = R_{\text{Н}}$) составляет (также зависит от применяемого транзистора)

$$K_{y_i} = 1/2\beta. \quad (4.2)$$

Мощность, выделяемая на сопротивлении нагрузки:

$$P_{R_{\text{Н}}} = \frac{1}{2} \left(U_{R_{\text{Н}}}^2 / R_{\text{Н}} \right), \quad (4.3)$$

где $R_{\text{Н}}$ – сопротивление нагрузки, $U_{R_{\text{Н}}}$ – падение напряжения на сопротивлении нагрузки.

Мощность, рассеиваемая на транзисторе при синусоидальной форме усиливаемого сигнала:

$$P_{VT} = \frac{U_{\text{П}}^2}{R_{\text{Э}}} - \frac{1}{2} U_{R_{\text{Н}}}^2 \left[\left(\frac{1}{R_{\text{Н}}} \right) + \left(\frac{1}{R_{\text{Э}}} \right) \right], \quad (4.4)$$

где $U_{\text{П}}$ – напряжение питания.

Мощность, рассеиваемая транзистором, максимальна при отсутствии входного сигнала.

Мощность, выделяемая на эмиттерном сопротивлении:

$$P_{R_{\text{Э}}} = \left(U_{\text{П}}^2 / R_{\text{Э}} \right) + \frac{1}{2} \left(U_{R_{\text{Н}}}^2 / R_{\text{Э}} \right). \quad (4.5)$$

Суммарная мощность, потребляемая каскадом от источника питания:

$$P_{\text{СУМ}} = P_{R_{\text{Н}}} + P_{VT} + P_{R_{\text{Э}}} = 2 \left(U_{\text{П}}^2 / R_{\text{Э}} \right). \quad (4.6)$$

Если схема не перегружена, то потребление мощности постоянно, независимо от сопротивления нагрузки и входного сигнала. КПД данной схемы определяется как отношение мощности, выделяемой на сопротивлении нагрузки к потребляемой от источника питания мощности, максимальный КПД достигает

ся при согласовании каскада с сопротивлением нагрузки по мощности и для данной схемы составляет всего 6,25 %.

К достоинствам каскада в классе А следует отнести малые искажения (в том числе отсутствие переходных искажений типа «ступенька»). Недостатком является низкий КПД. Для увеличения КПД часто усилительные элементы используют с режимом работы В или АВ, однако в УНЧ смена класса работы усилительных приборов сопровождается переходом от однотактных к двухтактным каскадам. Это связано с тем, что ввиду широкополосности усиливаемых сигналов невозможно подавить гармоники, возникающие при работе однотактных схем в классах АВ и В с отсечкой, в то время как при работе двухтактных каскадов форма сигнала даже в классах АВ и В остается без изменений, поскольку часть периода сигнал усиливается одним плечом схемы, другая часть периода – другим плечом. Двухтактный выходной каскад представлен на рис. 4.2, он получается при замене $R_Э$ в схеме на рис. 4.1 транзистором другого типа проводимости. В этом каскаде мощность, выделяемая на сопротивлении нагрузки уже не ограничена конечным значением тока, протекающего через $R_Э$:

$$P_{R_H} = U_{II}^2 / 2 \cdot R_H . \quad (4.7)$$

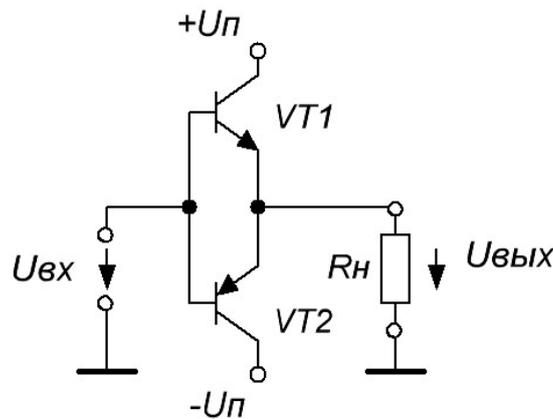


Рис. 4.2. Двухтактный каскад ОК

Максимальная мощность, рассеиваемая на одном транзисторе:

$$P_{VT1} = P_{VT2} = U_{II}^2 / \pi^2 \cdot R_H . \quad (4.8)$$

Коэффициент усиления напряжения, как и в однотактном каскаде, близок к единице. Коэффициент усиления тока:

$$Ky_i = \beta, \quad (4.9)$$

что в два раза больше, чем в одноконтном каскаде.

Двухтактным каскадом в классе В (угол отсечки равен 90 градусов) называется такой режим работы, когда при положительных значениях входного сигнала транзистор VT1 работает как эмиттерный повторитель, VT2 заперт, а при отрицательных значениях входного сигнала наоборот. При нулевом значении входного сигнала заперты оба транзистора, схема имеет нулевой ток покоя. Ток, потребляемый от источников питания, равен току в нагрузке, поэтому схема обладает существенно большим КПД по сравнению с одноконтным эмиттерным повторителем. Также различием является то, что выходное напряжение при любой нагрузке может достигать значений $\pm U_{\Pi}$ за вычетом напряжения насыщения коллектор-эмиттер $U_{\text{НАС}}$ транзисторов (у мощных биполярных транзисторов (БТ) для значительного тока коллектора $U_{\text{НАС}}$ может достигать величины порядка (1,5...3) В), причем эффект ограничения тока у насыщенного (БТ) отсутствует. Разность между входным $U_{\text{ИСТ}}$ и выходным U_{R_H} напряжениями составляет $U_{\text{БЭ}}$ открытого транзистора, которое при изменении нагрузки практически не меняется. Таким образом, особенно при значительных амплитудах, можно считать $U_{R_H} \approx U_{\text{ИСТ}}$ независимо от нагрузки. В свою очередь, мощность, выделяемая на нагрузке, обратно пропорциональна величине R_H . Поэтому схема двухтактного общего коллектора, вследствие малого выходного сопротивления (десятые или сотые доли Ома), в режиме согласования по напряжению легко обеспечивает максимальную мощность в нагрузке, которая ограничивается только предельным током коллектора и предельно допустимой мощностью рассеяния используемых БТ. Мощность, рассеиваемая на транзисторах двухтактного каскада в режиме В при синусоидальном входном воздействии, равна:

$$P_{T1} = P_{T2} = (1/R_H) \left[(U_{R_H} \cdot U_{\Pi} / \pi) - (U_{R_H}^2 / 4) \right]. \quad (4.10)$$

При нулевом падении напряжения на нагрузке мощность на транзисторах не выделяется. Максимальная мощность рассеивается на транзисторах при напряжении на нагрузке $U_{R_H} = (2/\pi) \cdot U_{\Pi}$:

$$P_{T \text{ max}} = (1/\pi^2) \cdot (U_{\Pi}^2 / R_H) \approx 0,1 (U_{\Pi}^2 / R_H). \quad (4.11)$$

Как уже оговаривалось, в каждый момент времени открыт только один из транзисторов, однако это справедливо только для области рабочих частот, не превышающих частоту пропускания транзисторов. Поскольку из открытого со-

стояния в закрытое транзистор переходит за определенный промежуток времени, если период колебаний меньше данного промежутка, то оба транзистора могут оказаться открытыми одновременно. Это приведет к протеканию от $+U_{\Pi}$ к $-U_{\Pi}$ сквозного тока, который может мгновенно разрушить кристаллы. Колебания такой частоты могут также возникнуть в усилительных каскадах, охваченных обратной связью, и при работе на реактивную нагрузку. Для защиты транзисторов следует предусматривать ограничение тока.

На рис. 4.3 показана зависимость напряжения на нагрузке от напряжения на входе каскада. Вблизи нуля ток в открытом транзисторе очень мал, а выходное сопротивление транзисторов большое, в результате чего прирост напряжения на нагрузке оказывается меньше, чем изменение входного управляющего напряжения. Описанное свойство является причиной образования специфических для двухтактного каскада искажений типа «ступенька» в районе нуля выходного напряжения.

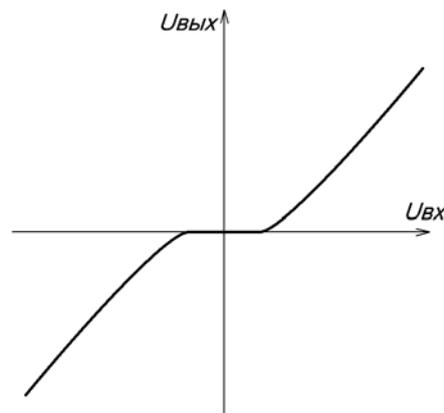


Рис. 4.3. Зависимость напряжения на нагрузке от входного напряжения каскада

Эти искажения называют переходными. При задании небольшого тока покоя транзисторы приоткрываются, внутреннее сопротивление уменьшается и переходная характеристика линеаризуется (рис. 4.4). При увеличении тока покоя до величины максимального тока в нагрузке схема переходит в двухтактный режим А (угол отсечки равен 180 градусов), при котором оба транзистора работают как при отрицательных, так и при положительных значениях входного сигнала. Однако переходные искажения ощутимо уменьшаются, даже если ток покоя составляет незначительную часть максимального тока в нагрузке, такой режим называется двухтактным классом АВ (угол отсечки больше 90 градусов, но меньше 180 градусов, та же схема на рис. 4.2). Отметим, что в таких схемах могут возникнуть искажения формы сигнала, связанные с различием в коэффициентах усиления тока у транзисторов комплементарной пары.

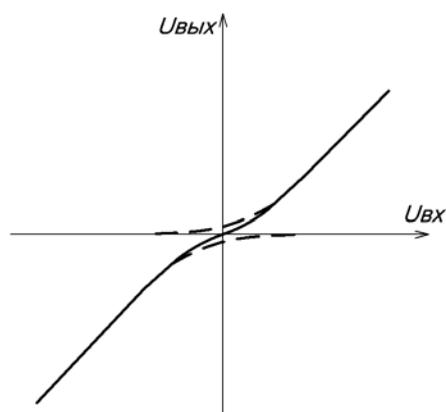


Рис. 4.4. Переходная характеристика при ненулевом токе покоя

Данные искажения и остаточные переходные искажения могут быть минимизированы введением отрицательной обратной связи, в противном случае необходимо подбирать транзисторы с близкими значениями коэффициентов усиления тока. Задавая ток покоя, можно найти оптимальное сочетание переходных искажений и КПД, который может достигать (70...80) %.

Для обеспечения малого тока покоя следует приложить напряжение смещения порядка 1,4 В между базовыми выводами транзисторов VT1 и VT2 (рис. 4.5). Если напряжения источников $U1$ и $U2$ равны, выходной потенциал покоя равен входному потенциалу покоя. Схему можно модернизировать и задавать смещение при помощи только одного источника напряжения U между базами VT1 и VT2 (рис. 4.5): $U = U1 + U2$. В данном случае выходной и входной потенциалы покоя каскада будут отличаться приблизительно на U .

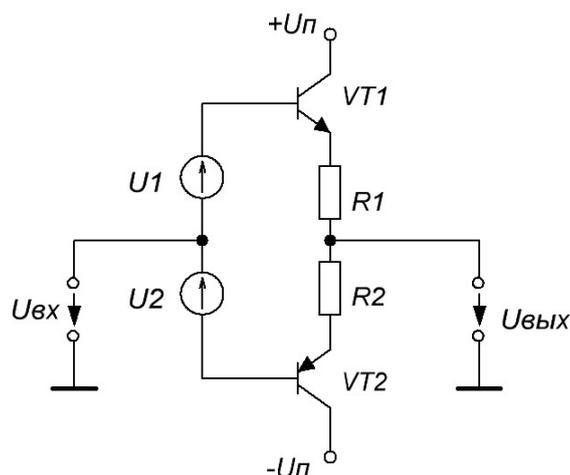


Рис. 4.5. Установка режима АВ при помощи двух источников смещения

Основная проблема режима АВ заключается в необходимости поддерживать ток покоя неизменным в широком интервале рабочих температур. По-

сколькx при повышении температуры ток покоя увеличивается, что в свою очередь приводит к дальнейшему увеличению температуры кристалла и в результате к его тепловому разрушению. Данный эффект является термической положительной обратной связью. Для компенсации такой обратной связи необходимо уменьшать напряжения источников U_1 и U_2 на (1...2) мВ при увеличении температуры транзисторов на каждый градус Цельсия.

Для этого в качестве источников напряжения можно использовать диоды или термосопротивления, конструктивно установленные на корпусах мощных транзисторов. Такая компенсация может оказаться неполной, поскольку температура корпуса транзистора существенно отличается от температуры кристалла внутри корпуса, поэтому применяются дополнительные меры по стабилизации тока покоя. Для чего в схему (рис. 4.5) и введены эмиттерные резисторы R_1 и R_2 , на которых реализуется обратная связь по току. Хотя эффективность обратной связи и возрастает с увеличением сопротивлений, их величина не должна быть большой, поскольку они включены последовательно с сопротивлением нагрузки и на них будет выделяться мощность усиливаемого сигнала. Исходя из этого R_1 и R_2 выбираются малой величины по сравнению с R_H .

Рассмотрим схемные решения для стабилизации тока покоя. На рис. 4.6 представлена схема стабилизации тока покоя, где в качестве источников напряжения смещения использованы диоды VD_1 и VD_2 , на каждом из которых прямое падение напряжения составляет порядка 0,7 В, что обеспечивает протекание через транзисторы VT_1, VT_2 небольшого тока покоя.

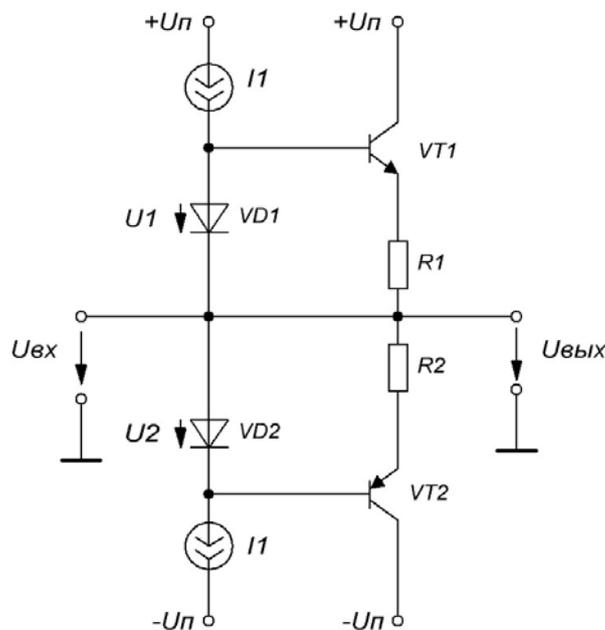


Рис. 4.6. Задание начального смещения с помощью диодов

Для более точной температурной компенсации тока покоя, а также повышения входного сопротивления каскада диоды заменяют эмиттерными повто-

рителями, крутизна изменения прямого падения напряжения ($2,1 \text{ мВ}^{\circ}\text{C}$) на переходах база-эмиттер VT1, VT2 в схеме на рис. 4.7 больше, чем крутизна изменения прямого падения напряжения ($1 \text{ мВ}^{\circ}\text{C}$) на диодах VD1, VD2 в схеме на рис. 4.6.

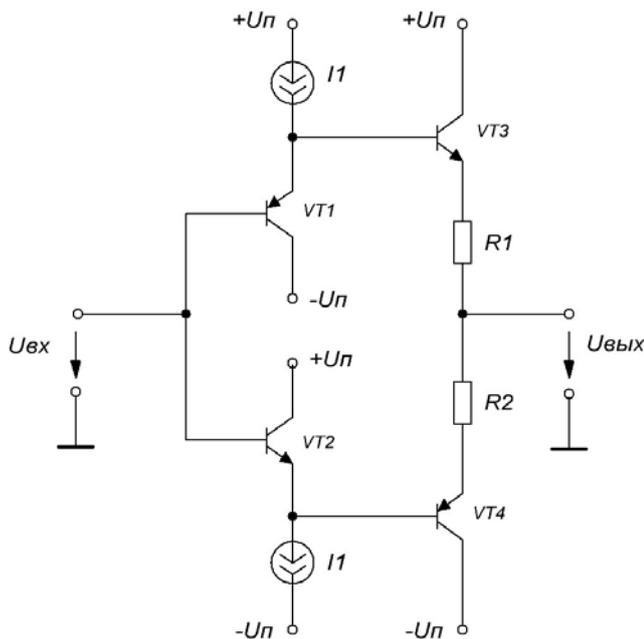


Рис. 4.7. Задание начального смещения с помощью транзисторов

На рис. 4.8. приведена схема, её часто называют схемой регулируемого стабилитрона, при помощи которой можно в широких пределах изменять напряжение смещения и его температурный коэффициент.

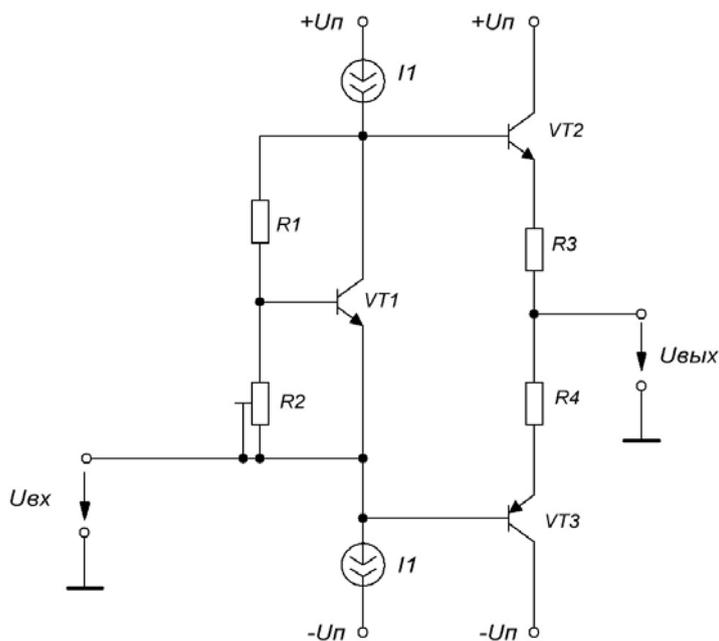


Рис. 4.8. Задание начального смещения с регулируемым температурным коэффициентом

Транзистор VT1 играет роль общего для транзисторов VT2, VT3 источника смещения, напряжение $U_{KЭ}$ VT1 задается с помощью сопротивлений R1, R2. Так как VT1 охвачен отрицательной обратной связью на цепочке R1, R2, то напряжение $U_{KЭ}$ VT1 устанавливается равным:

$$U_{KЭ} = U_{БЭ} \left(1 + \frac{R1}{R2} \right). \quad (4.12)$$

В качестве R2 может применяться терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом, его помещают на радиатор транзисторов VT2, VT3. Таким методом можно добиться высокой стабильности тока покоя в широком интервале температур, несмотря на разницу температур корпуса транзистора и самого кристалла.

Для расчета номиналов сопротивлений R1, R2 необходимо определиться с типом транзистора VT1 (по предельно допустимым свойствам и току коллектора, который должен быть равен току источников тока I1, I2). Затем, определив по справочнику коэффициент усиления по току транзистора VT1, найти ток базы транзистора VT1 и, выбрав ток делителя (через R1, R2) равным не менее десяти токов базы VT1, вычислить значения R1, R2.

Во всех схемах на рис. 4.6–4.8 следует обратить внимание на источники тока. Цель введения в схемы источников тока: во-первых, обеспечить дополнительную стабильность напряжений источников смещения, а во-вторых, гарантировать достаточную величину базового тока выходных транзисторов в пике амплитуды входного напряжения, когда переходу база-коллектор выходного транзистора остается минимум от напряжения питания. Величина постоянного тока источников тока должна быть выбрана больше максимального значения пикового базового тока выходных транзисторов, для чего по справочнику необходимо определить снижение коэффициента усиления по току выходных транзисторов при токе коллектора, равном амплитудному току в нагрузке, и найти требуемый пиковый ток базы. Не следует заменять источники тока резисторами, поскольку ток через резистор в данном случае будет убывать при возрастании входного сигнала. Предпочтительней использовать схемные решения, при которых с возрастанием входного напряжения увеличивается базовый ток выходных транзисторов. Пример такой схемы приведен на рис. 4.9.

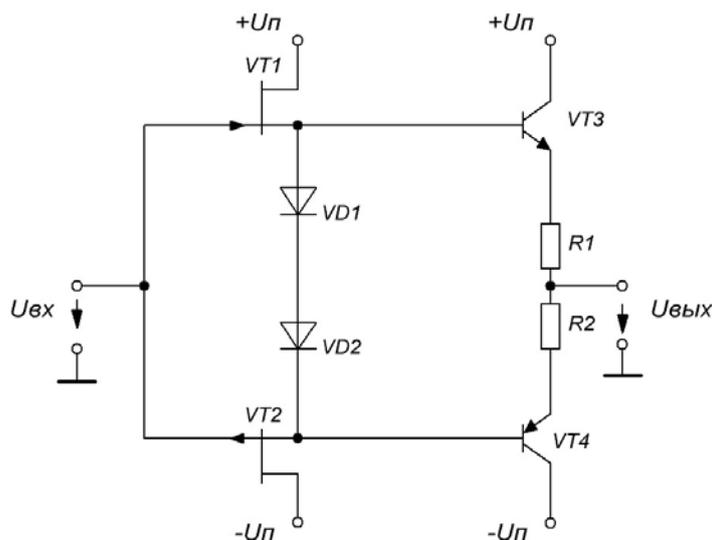


Рис. 4.9. Задание начального смещения с помощью полевых транзисторов

Полевые транзисторы VT1, VT2 на рис. 4.9 для входного напряжения включены по схеме истоковых повторителей, выполняя при этом роль источников тока для диодов VD1, VD2. Разность напряжений между истоками транзисторов для схемы на рис. 4.9 составляет порядка 1,4 В.

Из-за малого выходного сопротивления выходные каскады усилителей мощности легко перегружаются и разрушаются, поэтому целесообразно использовать схемные решения, ограничивающие максимальную величину тока выходных транзисторов ниже их предельно допустимых. На рис. 4.10 представлена схема с ограничением максимального выходного тока. Ограничение имеет место тогда, когда любой из светодиодов HL1 или HL2 открыт (светится), что возможно в случае превышения падения напряжения на сопротивлении (R1 или R2) порога, равного прямому падению напряжения U_{HL1} на светодиоде HL1 или U_{HL2} на светодиоде HL2 за минусом прямого падения напряжения на переходе база-эмиттер $U_{БЭ1}$ транзистора VT1 или $U_{БЭ2}$ транзистора VT2. В этом случае падение напряжения на резисторе R1 или R2 не будет возрастать, следовательно, произойдет ограничение выходного тока. Максимальный ток определяется выражением:

$$I^+_{RH \max} = \frac{U_{HL1} - U_{БЭ1}}{R1}, \quad I^-_{RH \max} = -\frac{U_{HL2} - |U_{БЭ2}|}{R2}. \quad (4.13)$$

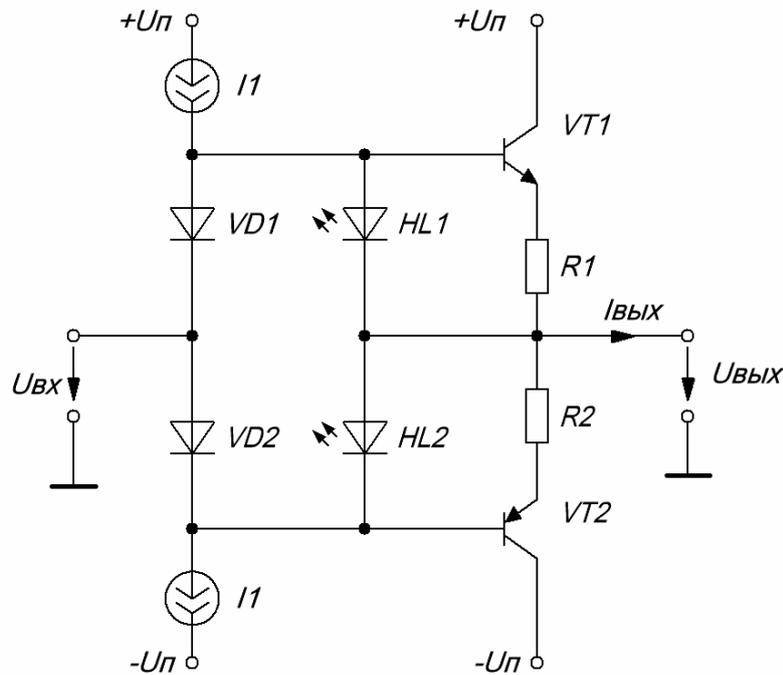


Рис. 4.10. Ограничение тока с помощью диодов

Прямое напряжение диодов HL1, HL2 должно быть больше значения $U_{БЭ} = 0,7\text{В}$. Для выполнения данного требования можно кроме светодиодов использовать последовательное включение нескольких кремниевых диодов.

Другой способ ограничения выходного тока реализован в схеме, приведенной на рис. 4.11. Транзистор VT1 или VT2 откроется, когда падение напряжения на резисторе R5 или R6 превысит 0,6 В, при этом дальнейшее возрастание базового тока транзисторов VT3 или VT4 будет предотвращено. Резисторы R3, R4 служат для защиты транзисторов ограничителя VT1, VT2 от пиковых значений базового тока. С помощью R5, R6 можно регулировать максимальное значение выходного тока транзисторов VT3, VT4, это позволяет уменьшить рассеиваемую транзисторами мощность при коротком замыкании нагрузки.

При необходимости получения больших выходных токов следует применять транзисторы с более высокими допустимыми токами, однако коэффициент усиления тока β мощных транзисторов невелик и находится в обратно пропорциональной зависимости по отношению к квадрату тока коллектора. Если предоконечный каскад не выдает требуемый ток, то одним из решений будет применение в выходном каскаде транзисторов, соединённых по обычной или комплементарной схеме Дарлингтона. Схемы показаны на рис. 4.12 а, б (комплементарную схему Дарлингтона часто называют схемой Шиклаи).

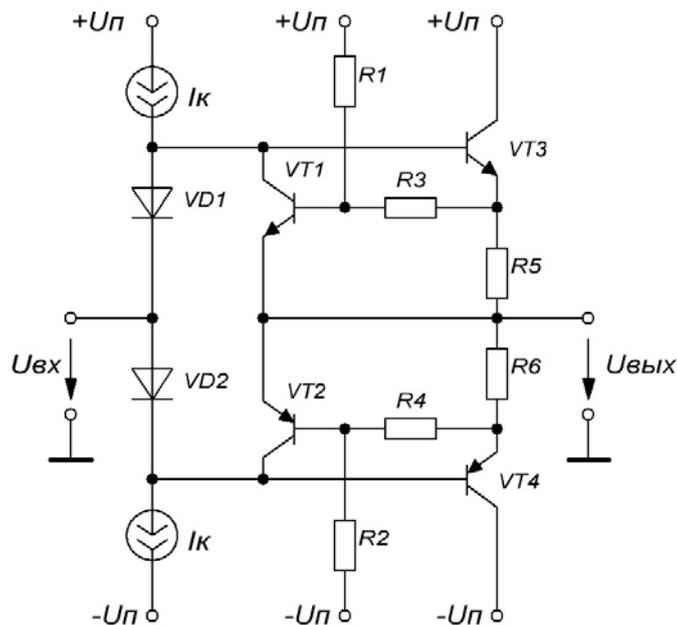


Рис. 4.11. Ограничение тока с помощью транзисторов

В схеме Шиклаи (рис. 4.12, а) соединяются два транзистора разных типов проводимости. Свойства схемы определяются транзистором VT_1 , транзистор VT_2 используется для усиления тока. Вся схема по своим свойствам напоминает БТ р-п-р типа с эквивалентными параметрами: β – коэффициент усиления по току, $r_{БЭ}$ – входное сопротивление, S – крутизна, $r_{КЭ}$ – выходное сопротивление.

$$\beta = \beta_{VT_1} \cdot \beta_{VT_2}, \quad (4.14)$$

$$r_{БЭ} = r_{БЭ_{VT_1}} = \beta \cdot \frac{U_T}{I_K}. \quad (4.15)$$

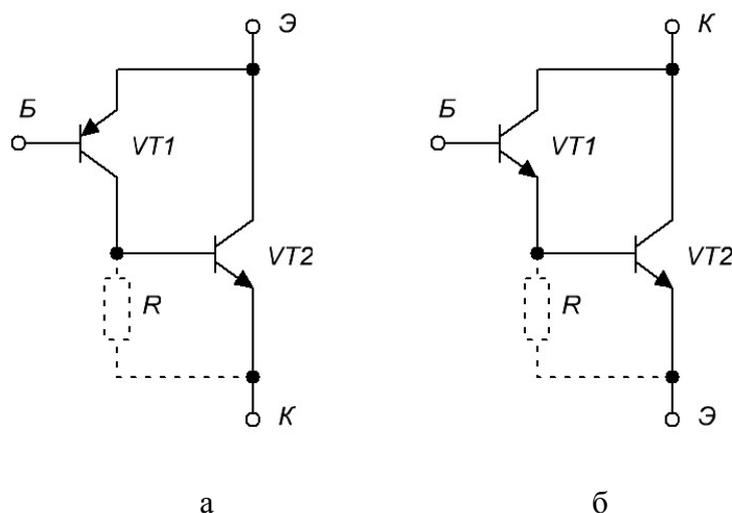


Рис. 4.12. Схемы Шиклаи (а) и Дарлингтона (б)

$$S = \frac{I_K}{U_T}. \quad (4.16)$$

$$r_{KЭ} = \frac{1}{2} r_{KЭVT_2}. \quad (4.17)$$

При этом, чтобы через схему протекал коллекторный ток, нужно приложить входное напряжение, чтобы потенциал базы транзистора VT_1 был меньше потенциала эмиттера на 0,65 В.

В схеме Дарлингтона (рис. 4.12, б) соединяются два транзистора одинакового типа проводимости. Вся схема определена параметрами, аналогичными для схемы Шиклаи:

$$\beta = \beta_{VT_1} \cdot \beta_{VT_2}, \quad (4.18)$$

$$r_{БЭ} = 2 \cdot r_{БЭVT_1} = 2 \cdot \beta \cdot \frac{U_T}{I_K}, \quad (4.19)$$

$$S = \frac{I_K}{2 \cdot U_T}, \quad (4.20)$$

$$r_{KЭ} = \frac{2}{3} r_{KЭVT_2}. \quad (4.21)$$

Сопротивление R на рис. 4.12 часто подключается параллельно базо-эмиттерному переходу второго транзистора, чтобы уменьшить время закрывания транзистора и устранить влияние обратного тока коллектора транзисторов на термостабильность схемы.

На рис. 4.13 показана схема оконечного каскада, в которой используется включение транзисторов по принципу Дарлингтона. Схема Дарлингтона используется в обоих плечах двухтактного каскада, каждое плечо состоит из двух пар транзисторов VT_1, VT_3 и VT_2, VT_4 , образующих составные транзисторы.

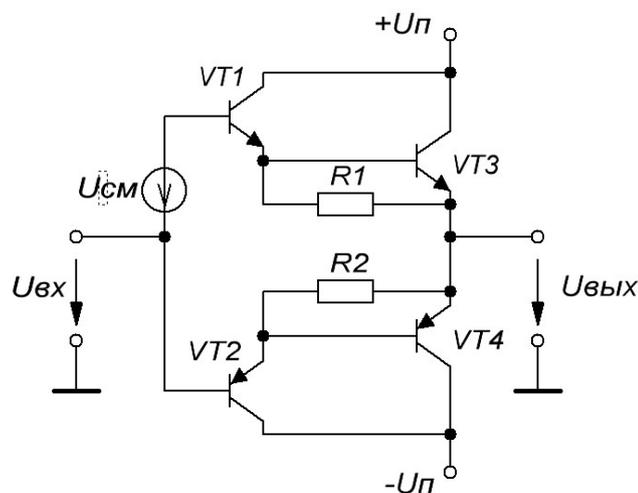


Рис. 4.13. Выходной каскад с включением транзисторов по схеме Дарлингтона

На рис. 4.14 приводится схема окончного каскада, в плечах которого используются составные транзисторы по схеме Шиклаи (комплементарной схеме Дарлингтона) и схеме Дарлингтона. Использование такого включения позволяет применять транзисторы $VT3$ и $VT4$ одинаковой проводимости, через которые протекает основной выходной ток.

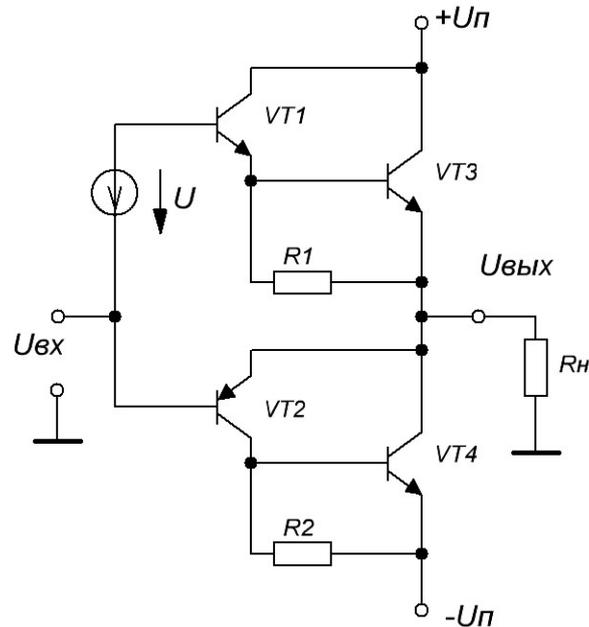


Рис. 4.14. Оконечный каскад на составных транзисторах

При работе каскада на составных транзисторах в классе АВ установка тока покоя связана с определенными неудобствами, вызванными необходимостью компенсации четырех напряжений база-эмиттер, зависящих от температуры. Этого можно избежать, если задавать ток покоя только для входных транзисторов $VT1$ и $VT2$ (рис. 4.13), при этом мощные выходные транзисторы $VT3$ и $VT4$ будут открываться только в моменты появления больших выходных токов. Для этого величину напряжения смещения $U_{см}$ выбирают такой, чтобы падение напряжения на резисторах $R1$, $R2$ составляло порядка 0,4 В, таким образом $U_{см} = 2 \cdot (0,4 + 0,7) = 2,2$ В. В этом случае выходные транзисторы $VT3$ и $VT4$ даже при высокой температуре перехода оказываются запертыми.

При увеличении выходного тока напряжение $U_{БЭ}$ выходных транзисторов $VT3$ и $VT4$ возрастает приблизительно до 0,8 В. Как следствие, падение напряжения на резисторах $R1$, $R2$ ограничивается на уровне двойного смещения (как при отсутствии входного сигнала). По этой причине большая часть эмиттерного тока предоконечных транзисторов является базовым током выходных транзисторов. Резисторы $R1$, $R2$ одновременно служат в качестве сопротивлений утечки базового заряда выходных транзисторов. Чем меньше величина данных сопротивлений, тем быстрее будут запираются транзисторы $VT3$ и $VT4$, что

имеет огромное значение, когда при изменении знака входного воздействия один из транзисторов ещё не закрыт, а другой уже открывается. Недостатком при выборе слишком малых значений сопротивлений R_1 , R_2 может являться протекание шунтирующего через резисторы R_1 , R_2 тока, который будет искажать выходной сигнал. Также рассмотренный эффект при больших сигналах приводит к ограничению полосы пропускания каскада сверху.

В некоторых случаях, например при большой мощности в нагрузке или с целью снижения пикового мгновенного значения тока коллектора в выходных транзисторах для уменьшения так называемых тепловых искажений, целесообразно применять параллельное включение выходных транзисторов (рис. 4.15), что позволяет снизить тепловую мощность, рассеиваемую на каждом отдельном кристалле, так как мгновенный ток в нагрузке есть сумма всех коллекторных токов.

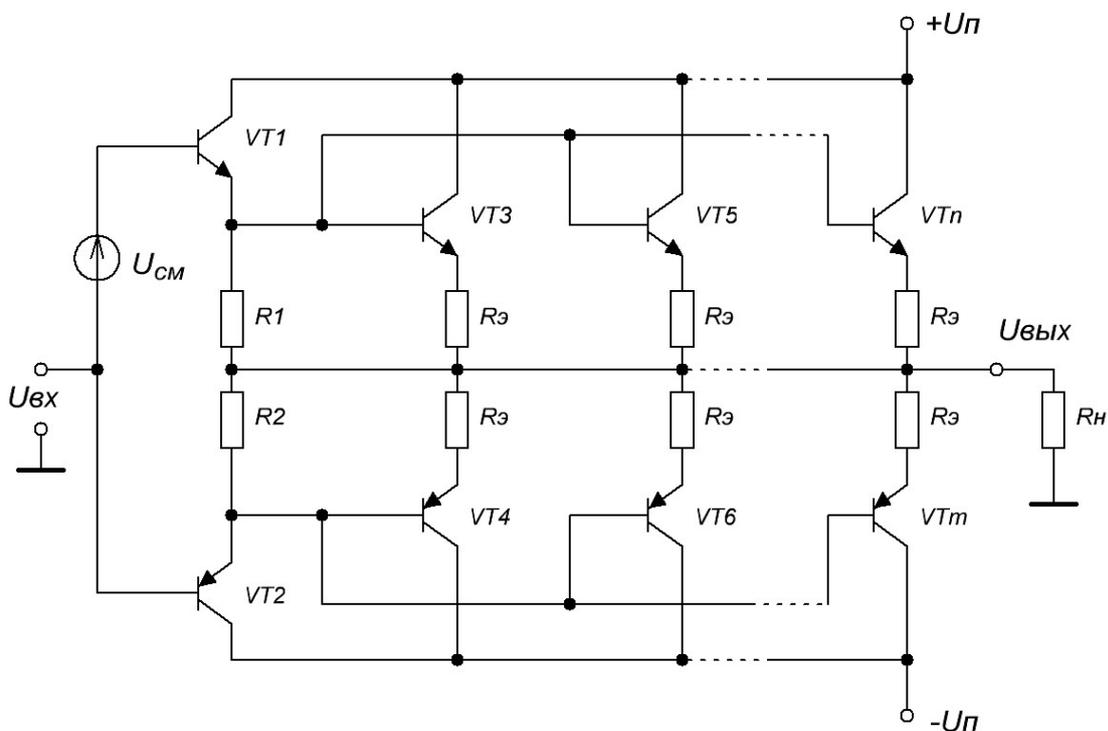


Рис. 4.15. Параллельное включение транзисторов оконечного каскада

Положительным эффектом является уменьшение специфических тепловых искажений, возникающих из-за повышения мгновенной температуры кристаллов транзисторов. Также облегчается выбор выходных транзисторов по такому параметру, как коэффициент усиления по току, который в случае больших выходных токов при использовании одного транзистора вместо параллельного включения нескольких транзисторов часто становится критическим параметром вследствие необходимости использовать более сильноточные цепи источников смещения в предоконечном каскаде.

5. РАСЧЕТ КОЭФФИЦИЕНТА ГАРМОНИЧЕСКИХ ИСКАЖЕНИЙ

Нелинейными искажениями сигнала называют искажения его формы, связанные с появлением новых гармонических составляющих в спектре усиленного сигнала в результате влияния нелинейности входных и выходных ВАХ транзисторов, причем в каскадах на электронных лампах, работающих без токов сетки, появляются искажения, обусловленные нелинейностью только выходной ВАХ. На рис. 5.1 показано, как нелинейность входной ВАХ транзистора приводит к появлению искажений формы входного тока.

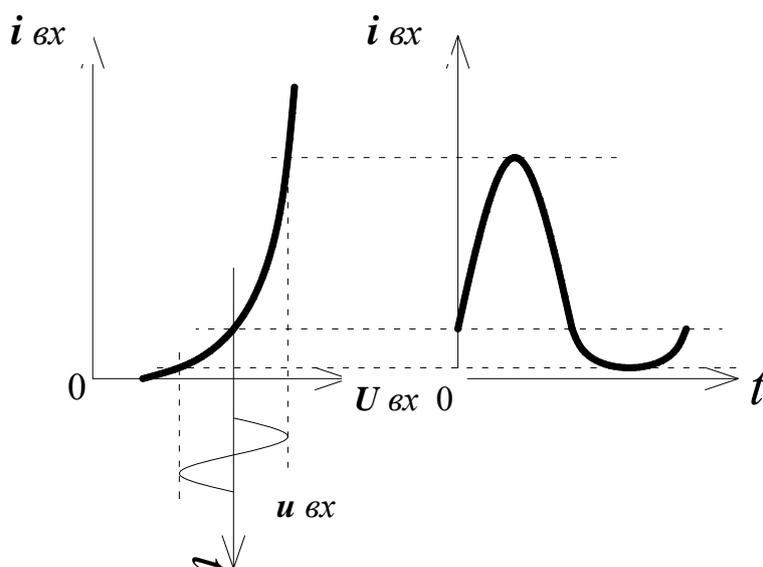


Рис. 5.1. Искажения синусоидального сигнала на входной ВАХ

Другим эффектом, вызывающим нелинейные искажения при больших значениях входного напряжения активного элемента, является уменьшение величины его коэффициента усиления по току, что также приводит к искажениям формы выходного тока в каскаде усиления даже при синусоидальном входном токе, внешне эффект выражается в уплощении вершины синусоиды на выходе активного элемента. Таким образом, гармонические искажения проявляются в возникновении ряда высших гармоник в выходном токе каскада при синусоидальном входном воздействии.

Для расчета коэффициента гармоник усилительного каскада k_G необходимо определить гармонические составляющие выходного тока, образующиеся при подключении к входу каскада источника синусоидальной ЭДС. Нахождение гармонических составляющих выходного тока возможно при построении зависимости выходного тока от времени и разложении её на гармонические составляющие при помощи графоаналитических методов. Данный метод дает высокую точность, однако требует длительного времени и сложных вычислений.

При усилении сигналов без преобразования их формы отсечка части усиленного колебания отсутствует, выходной ток при синусоидальной входной ЭДС в основном состоит из постоянной составляющей, первой, второй и третьей гармоник. Четвертая гармоника при этом обычно не превышает 1 % от первой, а пятая и более высокие гармоники настолько малы, что практически не влияют на коэффициент гармоник. Для определения первых четырех гармоник выходного тока и его постоянной составляющей достаточно использовать пять значений зависимости выходного тока от времени. Поэтому упрощенный метод гармонического анализа, использующий пять ординат и дающий вполне достаточную точность определения коэффициента гармоник, называется методом пяти ординат.

Рассмотрим применение метода для расчета коэффициента гармонических искажений на практическом примере. Пусть имеется двухтактный оконечный каскад усилителя мощности в классе АВ по схеме повторитель тока, выполненный на комплементарной паре транзисторов 2SA1294 и 2SC3263. Величина сопротивления нагрузки составляет 4 Ома, требуемая синусоидальная мощность в нагрузке – 230 Вт.

Исходя из требований по выходной мощности выбирается напряжение питания каскада:

$$P_{\text{ВЫХ}} = \frac{U_{\text{Д}}^2}{R_{\text{Н}}}, \quad (5.1)$$

тогда

$$U_{\text{Д}} = \sqrt{P_{\text{ВЫХ}} \cdot R_{\text{Н}}} = \sqrt{230 \cdot 4} = 30,33 \text{ В}, \quad (5.2)$$

где $U_{\text{Д}}$ – действующее значение переменного напряжения, $R_{\text{Н}}$ – сопротивление нагрузки, $P_{\text{ВЫХ}}$ – мощность, выделяемая на нагрузке.

Затем находится амплитудное значение для синусоидального сигнала:

$$U_{\text{А}} = U_{\text{Д}} \cdot \sqrt{2} = 30,33 \cdot \sqrt{2} = 42,9 \text{ В}. \quad (5.3)$$

Напряжение питания каждого плеча двухполупериодной схемы выбирается как амплитудное значение напряжения сигнала с запасом (2...2,5) В, обусловленным напряжением насыщения конкретного типа применяемого транзистора и падением напряжения в предоконечном каскаде усиления, где формируется сигнал требуемого размаха. Таким образом, в качестве напряжения питания рассматриваемого каскада, для обеспечения в нагрузке требуемой мощ-

ности, целесообразно применить двухполярное напряжение питания $U_{\text{пит}} = \pm 45 \text{ В}$.

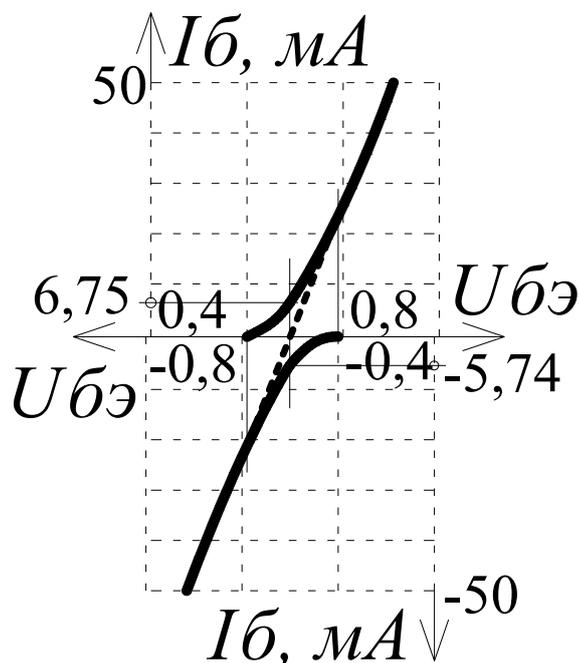


Рис. 5.2. Начальные участки входных ВАХ (к выбору тока покоя)

Ток покоя выбирается из соображения минимизации переходных искажений (типа «ступенька») при переключении транзисторов верхнего и нижнего плеча оконечного каскада. Данный ток удобно выбирать по входным ВАХ, для чего входные ВАХ у комплементарных транзисторов совмещаются таким образом, чтобы устранить явную ступеньку в центральной зоне полученной входной ВАХ двухтактного каскада. После чего через базовый ток и коэффициент усиления транзистора по току (β), соответствующий данному базовому току, находится ток коллектора, который и является искомым током покоя. Выбор тока покоя для каскада поясняет рис. 5.2. В рассматриваемом примере базовый ток n-p-n транзистора – 6,75 мА, а базовый ток p-n-p транзистора – 5,74 мА. Зная коэффициенты усиления по току (75 для n-p-n и 96 для p-n-p), можно найти значение тока покоя – 500 мА, что не противоречит рекомендации (3...10) % от амплитуды тока коллектора.

Далее на выходных ВАХ строится нагрузочная прямая по переменному току. Для её построения потребуется 2 точки с координатами ($U_{\text{пит}}$, $I_{\text{п}}$) и ($U_{\text{нас}}$, $(U_{\text{пит}} - U_{\text{нас}}) / (R_{\text{н}} + r_{\text{э}})$), учитывая малость $r_{\text{э}}$ (порядка 0,02 Ом), пренебрежение не вызовет изменение наклона нагрузочной прямой. Таким образом (рис. 5.3), прямая пройдет через точки (45В; 0,5А), (2В; 10,75А).

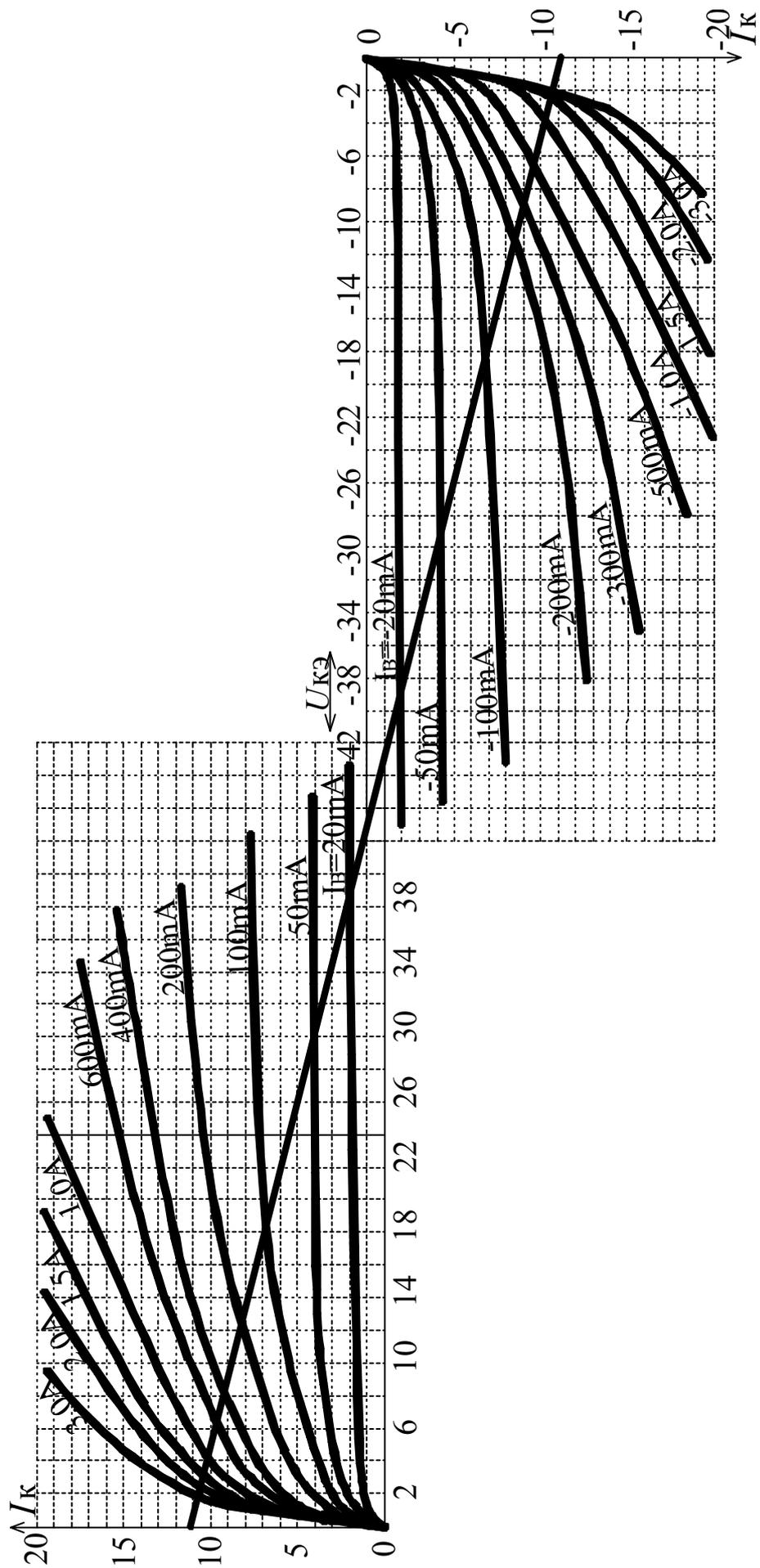


Рис. 5.3. Выходные ВАХ с построенной нагрузочной прямой переменного тока

Отметим, что при построении нагрузочной прямой переменного тока выходные ВАХ комплементарной пары совмещают в точке тока покоя. После чего через полученные две точки проводится данная прямая и находятся точки пересечения полученной нагрузочной прямой с выходными характеристиками для различных токов базы. Затем по входным ВАХ (рис. 5.4) для токов базы находят соответствующие значения напряжения $U_{бэ}$.

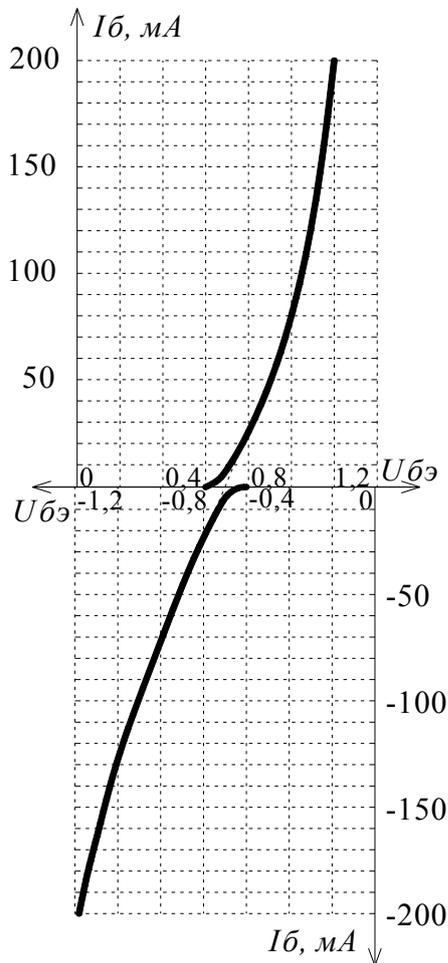


Рис. 5.4. Входные ВАХ

Для построения сквозной динамической характеристики соответствующим значениям входного (базового) тока определяется ЭДС источника сигнала из выражения:

$$e_{ИСТ} = u_{ВХ} + i_{ВХ} R_{ИСТ}. \quad (5.4)$$

Сопротивление источника сигнала приблизительно оценивается исходя из максимально возможных ЭДС, $u_{ВХ}$ и соответствующего базового тока. Учитывая, что коэффициент усиления напряжения эмиттерного повторителя близок к единице, в данном случае сопротивление источника составит:

$$R_{ИСТ} = \frac{42,9 - 1,73}{3} = 13,7 \text{ Ом.} \quad (5.5)$$

Построенная сквозная динамическая характеристика приведена на рис. 5.5, пунктиром показаны нелинейные начальные участки динамических характеристик для каждого транзистора отдельно, которые компенсируются пропусканием тока покоя. Для определения гармонических искажений методом пяти ординат на сквозной динамической характеристике отмечается пять точек, которые соответствуют амплитудным значениям входного сигнала, половине амплитудных значений и значению тока при нулевом значении управляющего ЭДС. Для данных точек по характеристике определяются токи.

Амплитуда первой гармоники тока:

$$I_{1m} = \frac{I_{\max} - I_{\min} + I_1 - I_2}{3} = \frac{10,71 + 10,71 + 10,32 + 10,49}{3} = 14,07 \text{ А.} \quad (5.6)$$

Амплитуда второй гармоники тока:

$$I_{2m} = \frac{I_{\max} + I_{\min} - 2 \cdot I_0}{4} = \frac{10,71 - 10,71}{4} = 0 \text{ А.} \quad (5.7)$$

Амплитуда третьей гармоники тока:

$$I_{3m} = \frac{I_{\max} - I_{\min} - 2 \cdot (I_1 - I_2)}{6} = \frac{10,71 - 10,71 - 2 \cdot (10,32 + 10,49)}{6} = -6,93 \text{ А.} \quad (5.8)$$

Амплитуда четвертой гармоники тока:

$$I_{4m} = \frac{I_{\max} + I_{\min} - 4 \cdot (I_1 + I_2) + 6 \cdot I_0}{12} = \frac{10,71 - 10,71 - 4 \cdot (10,32 + 10,49) + 6 \cdot 0}{12} = 0,056 \text{ А.} \quad (5.9)$$

Поскольку величина входного сигнала такова, что заходит в нелинейную область, то в выходном колебании будут также присутствовать интенсивные пятая и седьмая гармонические составляющие, которые можно оценить из следующего выражения (также данной формулой можно проверить правильность нахождения гармонических составляющих):

$$I_{\max} = I_{cp} + I_{1m} + I_{2m} + I_{3m} + I_{4m} + I_{5m} + I_{6m} + I_{7m}. \quad (5.10)$$

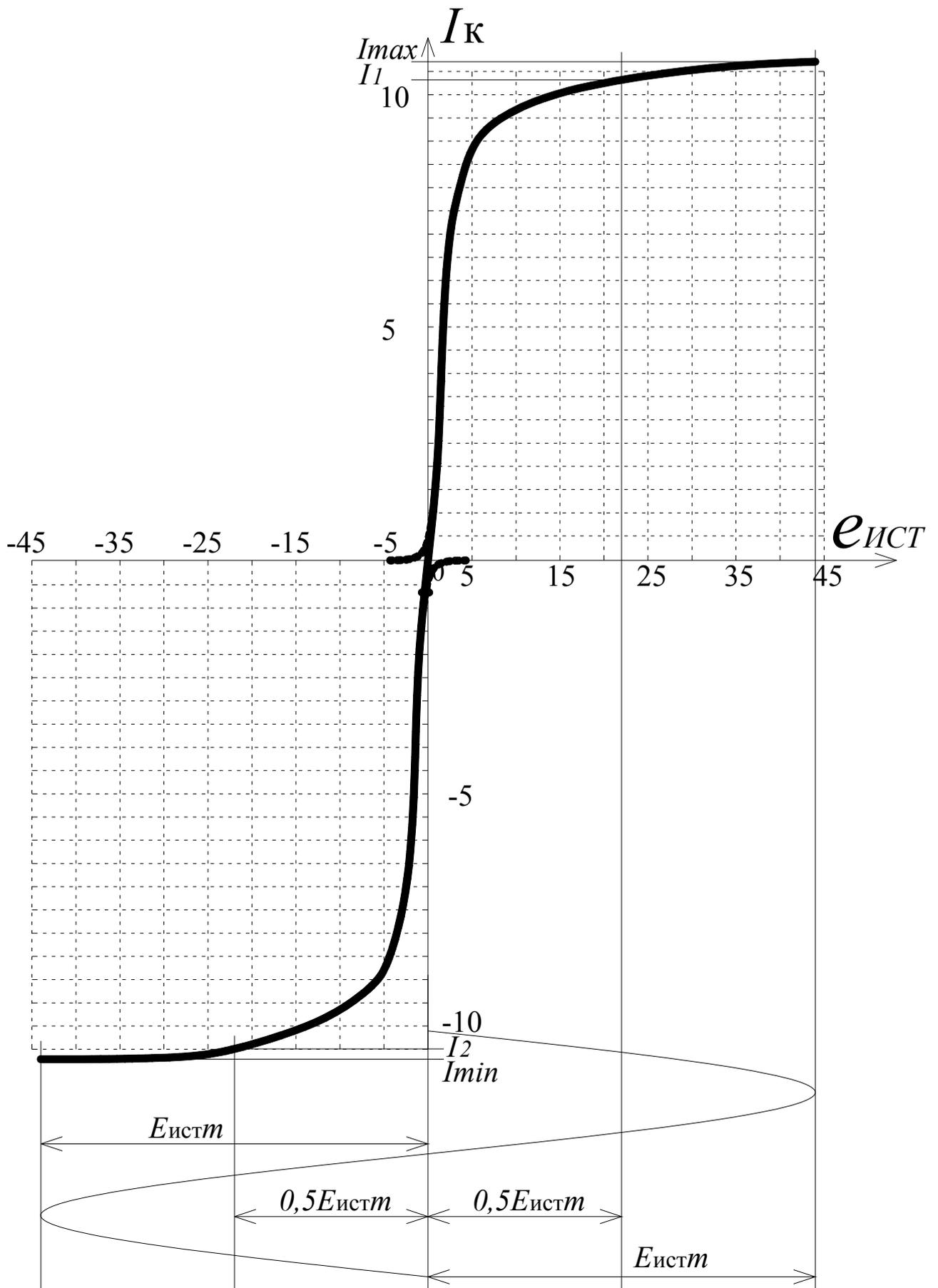


Рис. 5.5. Сквозная динамическая характеристика

В данном выражении I_{cp} характеризует среднее значение тока за период:

$$I_{cp} = \frac{I_{max} + I_{min} + 2(I_1 + I_2)}{6}, \quad (5.11)$$

$$\begin{aligned} I_{5m} + I_{7m} &= I_{max} - I_{cp} - I_{1m} - I_{2m} - I_{3m} - I_{4m} = \\ &= 10,71 - 0,056 - 14,07 + 6,93 - 0,056 = 3,46 \text{ А.} \end{aligned} \quad (5.12)$$

Следуя характеру спада гармоник, можно приблизительно разделить полученный ток как 2,5 А для пятой гармоники и 0,96 А для седьмой гармоники.

Коэффициент гармонических искажений определяется по формуле:

$$K_{\Gamma} = \frac{\sqrt{I_{2m}^2 + I_{3m}^2 + I_{4m}^2}}{I_{1m}} = \frac{\sqrt{0^2 + 6,93^2 + 0,056^2 + 2,5^2 + 0,96^2}}{14,07} = 0,528. \quad (5.13)$$

Поскольку в примере рассматривается двухтактная схема, то четные гармоники взаимно компенсировались, остаточная часть четвертой гармоники объясняется различием в параметрах транзисторов. Полученный значительный коэффициент искажений объясняется тем, что входная ЭДС воздействует также и на нелинейном участке сквозной динамической характеристики рассмотренного каскада.

6. КАСКАДЫ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО УСИЛЕНИЯ

Как уже отмечалось ранее, необходимый коэффициент усиления распределяется между каскадами. В зависимости от требуемого коэффициента усиления, входного и выходного сопротивлений, схемотехника каскадов будет различаться. Наиболее простым случаем является применение каскада общий эмиттер (ОЭ) (рис. 6.1).

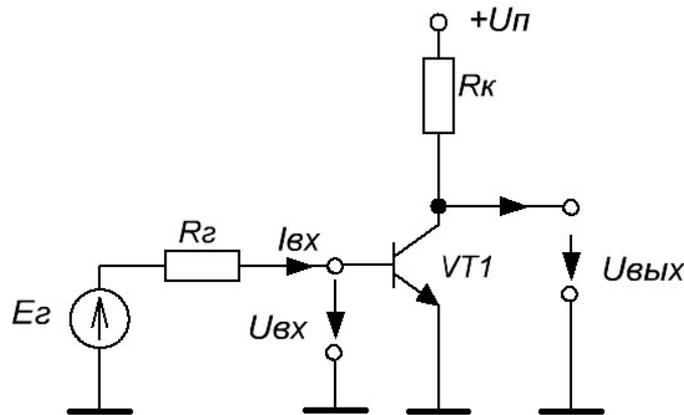


Рис. 6.1. Каскад общий эмиттер на биполярном транзисторе

Существует три основные схемы включения транзистора, подразделяющиеся по электроду, являющемуся общим как для входной, так и для выходной цепей. На рис. 6.1 входной сигнал прикладывается между базой и эмиттером, а выходной сигнал снимается с коллектора относительно эмиттера, что указывает на характерный признак схемы ОЭ. Рассмотрим работу схемы. Если входное напряжение на генераторе $E_{г}$ от 0,6 В, которое обеспечивает некий ток покоя, повысить на малую величину $\Delta U_{БЭ}$ (ввиду большой величины дифференциального сопротивления $r_{КЭ}$), то можно сказать, что ток коллектора $I_{К}$ зависит только от напряжения $U_{БЭ}$ и не зависит от напряжения $U_{КЭ}$. Увеличение тока коллектора составит $\Delta I_{К} \approx S \cdot \Delta U_{БЭ}$. Ток коллектора от источника питания протекает через коллекторное сопротивление $R_{К}$, и его увеличение приведет к увеличению падения напряжения на $R_{К}$, $\Delta U_{R_{К}} = -\Delta I_{К} \cdot R_{К}$. Коэффициент усиления по напряжению, который обеспечивает схема:

$$K_{У} = \frac{\Delta U_{R_{К}}}{\Delta U_{БЭ}} \approx -S \cdot R_{К}. \quad (6.1)$$

Для наиболее точного определения коэффициента усиления необходимо учитывать, что внутреннее сопротивление транзистора $r_{KЭ}$, R_K и сопротивление нагрузки R_H для переменного тока сигнала подключены параллельно, поэтому выражение для расчета K_Y преобразуется:

$$K_Y = -S \cdot (R_K \parallel r_{KЭ} \parallel R_H). \quad (6.2)$$

Подключение источника сигнала к входу каскада с сопротивлением $r_{BX} = dU_B / dI_B$ приводит к падению напряжения на внутреннем сопротивлении источника сигнала. Сопротивление генератора и входное сопротивление каскада образуют делитель напряжения. Величина сигнала на базе транзистора:

$$U_B = [r_{BX} / r_{BX} + R_G] \cdot U_G. \quad (6.3)$$

Входное сопротивление определяется выражением:

$$r_{BX} = r_B = \beta / S = \beta \cdot U_T / I_K. \quad (6.4)$$

Как видно из выражения (6.4), ток коллектора обратно пропорционален величине входного сопротивления.

Выходное сопротивление, согласно схеме на рис. 6.1, может быть определено как

$$r_{ВЫХ} = R_K \parallel r_{KЭ}. \quad (6.5)$$

Часто для уменьшения нелинейных искажений каскада и температурного дрейфа каскада применяется местная обратная связь. Рассмотрим влияние местной обратной связи по току на каскад ОЭ (рис. 6.2).

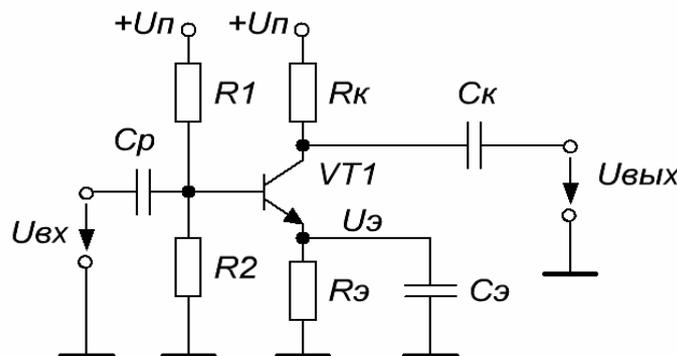


Рис. 6.2. Каскад ОЭ с местной ООС по току

В схеме на рис. 6.2 ООС реализована введением в цепь эмиттера сопротивления $R_Э$. Резистивная цепочка $R1, R2$ является делителем напряжения и служит для фиксации напряжения на базе транзистора, т.е. устанавливает рабочую точку на ВАХ усилительного прибора. Конденсатор $C_Э$ является шунтирующим по переменному току для $R_Э$, т.е. исключает влияние ООС на частотах сигнала (при условии $X_C \ll R_Э$ на нижней частоте диапазона усиливаемых частот).

Рассмотрим принцип работы местной ООС на примере температурной стабилизации. С увеличением температуры базоэмиттерная разность потенциалов, необходимая для открывания транзистора, уменьшается (эквивалентно уменьшению сопротивления $r_{БЭ}$). Это приводит к увеличению токов базы и коллектора, что обусловлено зафиксированным напряжением на базе с помощью цепочки $R1, R2$. Возрастание тока коллектора приводит к увеличению падения напряжения на сопротивлении $R_Э$, поскольку $I_Э \approx I_K$. Увеличение $U_{R_Э}$ приводит к уменьшению $U_{БЭ}$, т.е. к закрыванию транзистора и компенсации увеличения тока коллектора, обусловленного тепловым дрейфом.

В случае отсутствия шунтирующей ёмкости $C_Э$ местная ООС будет оказывать влияние на $K_Y, r_{ВХ}, r_{ВЫХ}$.

Входное сопротивление определяется:

$$r_{ВХ} = r_{БЭ} + \beta \cdot R_Э = \beta \cdot (1/S + R_Э). \quad (6.6)$$

Выходное сопротивление:

$$r_{ВЫХ} = R_K \parallel (r_{КЭ} + R_Э). \quad (6.7)$$

Коэффициент усиления:

$$K_Y = -R_K / (R_Э + 1/S + R_K / \mu), \quad (6.8)$$

где $\mu = S \cdot r_{КЭ}$.

На рис. 6.3 изображена схема усилительного каскада с общей базой.

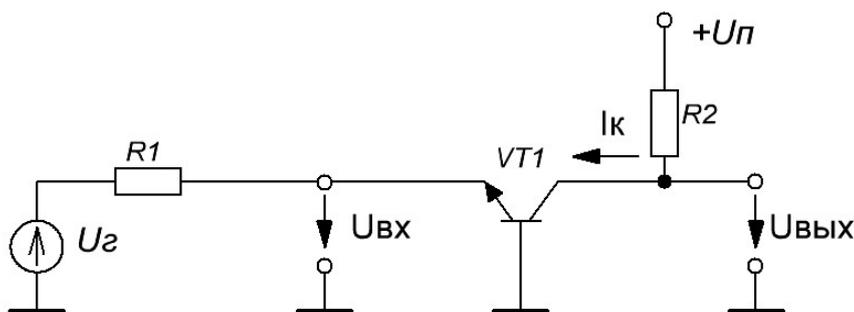


Рис. 6.3. Каскад ОБ

Как и для схемы ОЭ, входными электродами являются база и эмиттер транзистора, что указывает на одинаковый коэффициент усиления по напряжению, однако фаза сигнала не инвертируется. Ввиду нагрузки источника тока не входным базовым, как в каскаде ОЭ, а входным эмиттерным током, входное сопротивление каскада ОБ в β раз меньше, чем у схемы ОЭ.

$$r_{BX} = \frac{r_{БЭ} \cdot (R_K + r_{КЭ})}{S \cdot r_{КЭ} \cdot r_{БЭ} + R_K + r_{КЭ}} = \left(\frac{1}{S} + \frac{R_K}{S \cdot r_{КЭ}} \right) \parallel r_{БЭ}, \quad (6.9)$$

при $R_K \ll r_{КЭ}$

$$r_{BX} \approx \frac{1}{S} = \frac{r_{БЭ}}{\beta} \quad (6.10)$$

Выходное сопротивление

$$r_{ВЫХ} = R_K \parallel r_{КЭ} \left(1 + \beta \frac{R_\Gamma}{r_{БЭ} + R_\Gamma} \right), \quad (6.11)$$

при $R_\Gamma \rightarrow 0$ выражение преобразуется к выходному сопротивлению ОЭ.

Коэффициент усиления по току не превышает единицы ввиду того, что выходной ток меньше, чем входной на величину базового тока.

Схема каскада общий коллектор показана на рис. 6.4. Если приложить некое напряжение $U_{BX} > 0,6\text{ В}$, то начинает протекать коллекторный ток, который вызывает падение напряжения на сопротивлении $R_\mathcal{E}$. Причем выходное напряжение начинает возрастать с момента, когда напряжение $U_{БЭ}$ превысит 0,6 В, т.е. выходное напряжение повторяет входное с отставанием 0,6 В. Входное сопротивление схемы ОК рассчитывается по аналогии со схемой ОЭ с отрицательной обратной связью по току. Выходное сопротивление схемы ОК можно рассчитать из выражения:

$$r_{ВЫХ} = \left(\frac{1}{S} + \frac{R_\Gamma}{\beta} \right) \parallel R_\mathcal{E}. \quad (6.12)$$

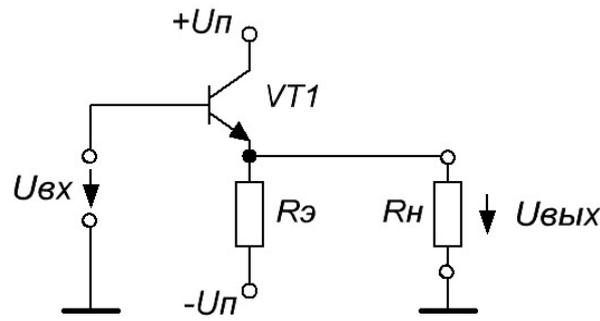


Рис. 6.4. Каскад общий коллектор

Часто коэффициент усиления, реализуемый схемой ОЭ в стандартном виде, оказывается недостаточным. Исходя из выражения, определяющего K_U , для повышения коэффициента усиления по напряжению возможно увеличить сопротивление нагрузки, сопротивление R_K и сопротивление $r_{KЭ}$, однако уменьшение тока коллектора приводит к уменьшению крутизны, кроме того уменьшается нагрузочная способность каскада и помехозащищенность каскада. Одним из решений для увеличения K_U без уменьшения тока коллектора является применение ИТ в качестве коллекторной нагрузки, что приводит к существенному увеличению сопротивления без уменьшения величины протекающего тока.

Недостаток схемы ОБ – малое входное сопротивление может быть устранено применением каскодной схемы (рис. 6.5).

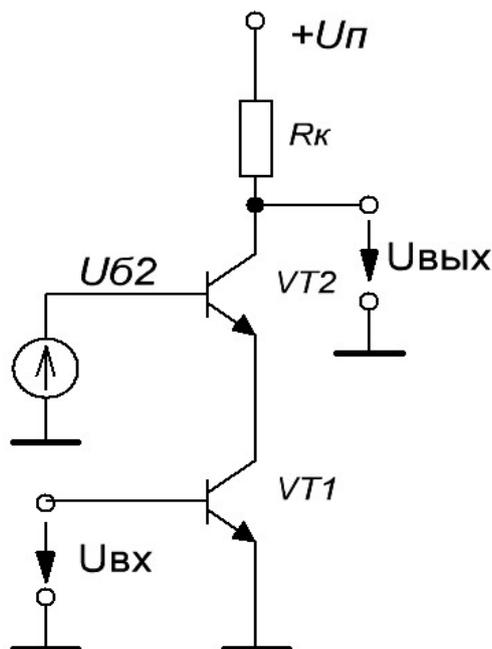


Рис. 6.5. Каскодная схема

Входной транзистор $VT1$ включен по схеме ОЭ, выходной $VT2$ – по схеме ОБ. Транзистор $VT2$ обладает малым входным сопротивлением ($1/S$), из чего следует, что коэффициент усиления по напряжению у входного каскада стремится к единице, значит, эффект Миллера отсутствует. Учитывая равенство коллекторных токов у транзисторов схемы, общий коэффициент усиления составляет:

$$K_U = -S \cdot R_K, \quad (6.13)$$

что характерно для обычного каскада ОЭ. Транзистор $VT2$ не влияет на граничную частоту крутизны каскада, поскольку вследствие включения по схеме ОБ ему присуща высокая граничная частота.

Схема дифференциального каскада показана на рис. 6.6.

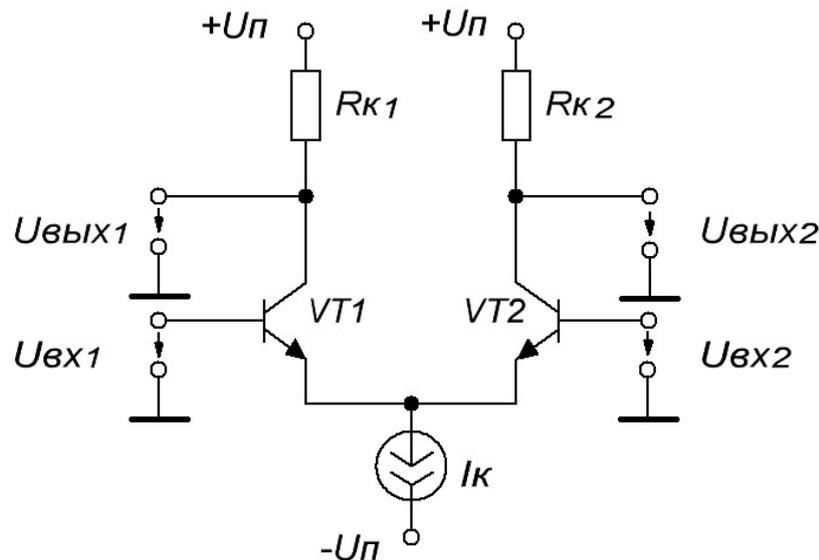


Рис. 6.6. Дифференциальный каскад

Дифференциальный усилитель – это усилитель постоянного напряжения с двумя входами и двумя выходами. В общую эмиттерную цепь подключен источник стабильного тока, обеспечивающий постоянство суммы эмиттерных токов транзисторов $VT1$ и $VT2$. При отсутствии сигнала ток ИТ равномерно распределяется между плечами каскада $I_{KVT1} = I_{KVT2}$, т.е. $I_{ИТ} = I_{KVT1} + I_{KVT2}$. Это распределение токов не изменится, если напряжения $U_{БЭ}$ каждого из транзисторов увеличатся на одинаковую величину. Поскольку коллекторные токи транзисторов останутся равными, постоянна и разность выходных напряжений, что свидетельствует о нулевом коэффициенте усиления синфазного сигнала.

Точная величина коэффициента усиления зависит от величины сопротивления ИТ:

$$K_{y_{\text{синф}}} = \frac{1}{2} \frac{R_K}{r_{\text{ИТ}}}. \quad (6.14)$$

В случае неравенства входных напряжений, например $U_{\text{ВХ1}} > U_{\text{ВХ2}}$, ток источника тока перераспределяется между плечами дифференциального каскада, что приводит к увеличению падения напряжения на R_{K1} и уменьшению на R_{K2} , т.е. напряжение на выходе первого плеча уменьшается, на выходе второго плеча увеличивается, что говорит о наличии коэффициента усиления дифференциального сигнала:

$$K_{y_{\text{диф}}} = \frac{1}{2} \cdot S \cdot (R_K \| r_{KЭ} \| R_H). \quad (6.15)$$

$$K_{y_{\text{диф}}} = -\frac{1}{2} \cdot S \cdot (R_K \| r_{KЭ} \| R_H). \quad (6.16)$$

Коэффициент $1/2$ показывает, что входной сигнал распределяется между плечами дифференциального каскада и вызывает одинаковые по величине, но противоположные по знаку приращения напряжений на коллекторных сопротивлениях плеч, т.е. можно сказать, что $K_{y_{\text{диф}}}$ эквивалентно K_y каскада ОЭ, на входные клеммы которого подается сигнал, меньший по амплитуде в два раза, что вызывает меньшее приращение напряжения на коллекторном сопротивлении. Знак минус указывает, что фаза сигнала в случае, когда входной сигнал приложен к входу того же плеча, с которого снимается выходной сигнал (как в схеме с ОЭ), инвертируется. Входное сопротивление для дифференциального и синфазного сигналов равно:

$$r_{\text{ВХ}_{\text{диф}}} = 2r_{\text{БЭ}}. \quad (6.17)$$

$$r_{\text{ВХ}_{\text{синф}}} = 2 \cdot \beta \cdot r_{\text{ИТ}}. \quad (6.18)$$

Изменение напряжения $U_{БЭ}$ под действием температуры эквивалентно синфазному сигналу, поскольку воздействует в одинаковой степени на оба плеча каскада и, следовательно, не вызывает изменения коллекторных токов транзисторов. Это указывает на температурную стабильность каскада.

Для увеличения коэффициента усиления дифференциального каскада, как и в случае каскада ОЭ, возможно использовать в качестве коллекторных нагрузок токовые зеркала. Увеличение входного сопротивления может быть достигнуто применением составных транзисторов для построения дифференциальных каскадов.

7. РАСЧЕТ ИСТОЧНИКОВ ТОКА

В ряде случаев при разработке усилителей возникает необходимость применения источников стабильного тока (ИТ), обеспечивающих ток в нагрузке, который не зависит от параметров последней. Для обеспечения стабильности тока в нагрузке внутреннее сопротивление идеального источника тока должно быть бесконечно большим и много больше внутреннего сопротивления нагрузки. ИТ может быть представлен как источник ЭДС с последовательно подключенным бесконечно большим сопротивлением. Для выполнения этих условий необходим высоковольтный источник напряжения. К примеру, чтобы изготовить ИТ, отдающий в нагрузку ток 10 мА и обладающий внутренним сопротивлением 1 Мом, понадобится источник ЭДС 10 кВ. Мощность, рассеиваемая на внутреннем сопротивлении такого ИТ, составит 100 Вт, что говорит о крайне малой величине КПД.

Для увеличения КПД ИТ и исключения сложных высоковольтных источников питания можно потребовать большого внутреннего сопротивления только для определенной области выходных напряжений, т.е. применять дифференциальное внутреннее сопротивление $r_{ИТ} = -(dU/dI)$. Такой особенностью обладает выходная характеристика транзисторов, тогда как внутреннее статическое сопротивление $U_{КЭ}/I_K$ составляет несколько кОм, внутреннее дифференциальное сопротивление $dU_{КЭ}/dI_K$ выше напряжения насыщения $U_{КЭНАС}$ и имеет величину нескольких сотен кОм. С применением ООС величину дифференциального внутреннего сопротивления можно увеличить в десятки раз. Рассмотрим каскад на транзисторе как источник стабильного тока (рис. 7.1).

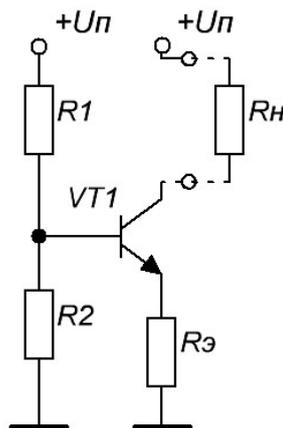


Рис. 7.1. Источник стабильного тока с делителем напряжения

Схема источника тока, приведенного на рис. 7.1, основана на схеме с общим эмиттером и ООС по току (на рисунке $R_э$). Основным отличием является включение нагрузки последовательно с транзистором. Выходной ток остается

неизменным до тех пор, пока транзистор не насыщен, т.е. выполняется условие $U_{КЭ} > U_{КЭНАС}$.

Внутреннее сопротивление ИТ (рис. 7.1) равно

$$r_{ИТ} = r_{КЭ} \left[1 + \frac{\beta \cdot R_{Э}}{(R_1 \parallel R_2) + r_{БЭ} + R_{Э}} \right]. \quad (7.1)$$

В схеме, изображенной на рис. 7.1, эмиттерный потенциал возрастает на 2,1 мВ на каждый градус изменения температуры, этот температурный эффект можно компенсировать путем уменьшения потенциала базы на 2,1 мВ/градус. Для достижения компенсирующего эффекта в схему последовательно с резистором R_2 добавляется диод (рис. 7.2).

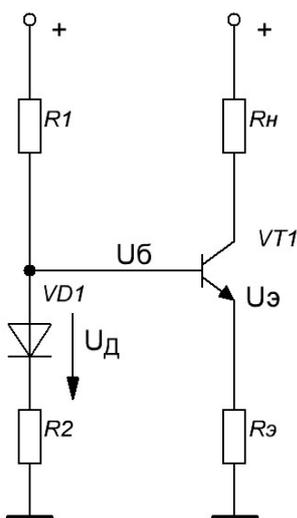


Рис. 7.2. Схема токового зеркала с диодом

Ток I_{R_H} , протекающий через нагрузку, пропорционален току I_D , протекающему через делитель, $I_{R_H} \approx \frac{I_D \cdot R_2 + U_D - U_{БЭ}}{R_{Э}}$. Для более точного выполнения условия $U_{БЭ} \approx U_D$ диод в схеме заменяется транзистором, у которого коллектор и база закорочены (рис. 7.3).

Транзистор $VT1$ на рис. 7.3 работает в режиме, при котором $U_{КЭ} = U_{БЭ} > U_{КЭНАС}$, т.е. транзистор $VT1$ не насыщен. Ввиду того, что $U_{БЭVT1} = U_{БЭVT2}$, так как транзисторы должны быть согласованы, то $I_{БVT1} = I_{БVT2} = I_B$, $I_{КVT1} = I_{КVT2} = \beta I_B$. При этом ток, протекающий через сопротивление делителя R_1 , $VT1$ равен $I_{R_1} = \beta \cdot I_B + 2 \cdot I_B$, $I_{R_H} = \beta \cdot I_B$. Из чего следует:

$$I_{R_H} = \frac{\beta}{\beta + 2} \cdot I_{R_1} \quad (7.2)$$

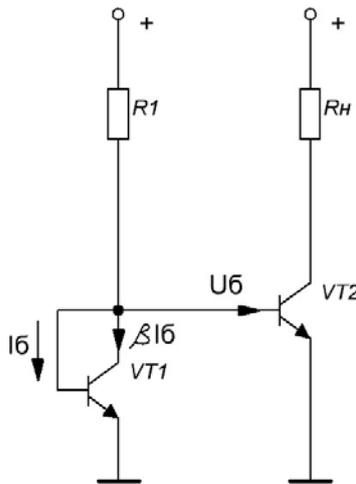


Рис. 7.3. Схема токового зеркала с транзистором в диодном включении

Схема, представленная на рис. 7.4, работоспособна и без эмиттерных сопротивлений, однако их применение способствует повышению внутреннего сопротивления источника тока и компенсации различия в параметрах транзисторов VT_1 и VT_2 .

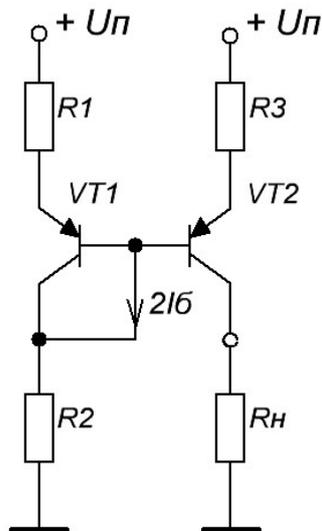


Рис. 7.4. Схема токового зеркала на р-п-р транзисторах с дополнительными эмиттерными сопротивлениями

8. ОБЩАЯ ОТРИЦАТЕЛЬНАЯ ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ

Обратная связь – это процесс, посредством которого часть сигнала с выхода усилителя подается на его вход и суммируется с входным сигналом. В зависимости от разности фаз входного сигнала и сигнала обратной связи может происходить как сложение, так и вычитание. В случае суммирования сигналов коэффициент усиления увеличивается – обратная связь является положительной. При вычитании из входного сигнала напряжения обратной связи коэффициент усиления падает и в этом случае обратная связь отрицательная. Этот метод широко используется при проектировании различных усилителей. На рис. 8.1 приведена структурная схема включения общей обратной связи.

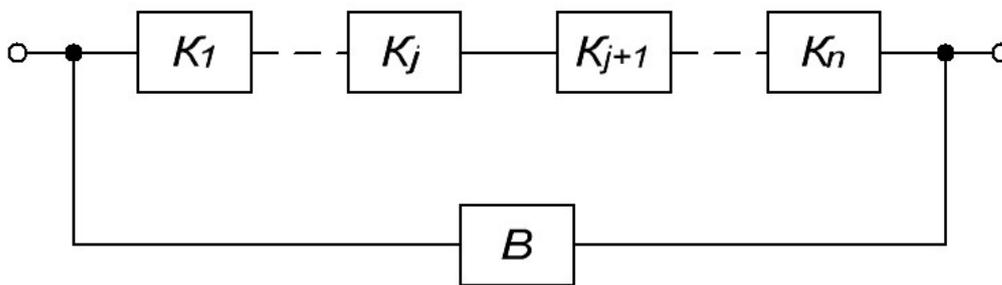


Рис. 8.1. Применение общей обратной связи

Коэффициент усиления усилителя, охваченного петлёй обратной связи, будет определяться выражением

$$K_{yOC} = \frac{K_y}{1 + B \cdot K_y}. \quad (8.1)$$

Это уравнение обратной связи, которое определяет изменение коэффициента усиления усилителя с обратной связью. B – коэффициент обратной связи, характеризующий часть энергии, передаваемой по цепи обратной связи с выхода на вход. K_y – коэффициент усиления усилителя при отключенной петле обратной связи. Если произведение $B \cdot K_y$ положительное и много больше единицы (вызывающее отрицательную обратную связь и уменьшение коэффициента усиления), то уравнение обратной связи упрощается:

$$K_{yOC} = \frac{1}{B}, \quad (8.2)$$

из чего следует, что при глубокой отрицательной обратной связи собственный коэффициент усилителя K_Y больше практически не влияет на общий коэффициент усиления K_{YOC} , определяемый схемой ООС.

Уравнение обратной связи предполагает улучшение некоторых характеристик усилителя при условии, что коэффициент петлевого усиления $B \cdot K_Y > 1$. В другом случае упрощение уравнения не будет корректным. Реальные усилители всегда имеют конечный коэффициент усиления, величина которого понижается с увеличением частоты. Усилители искажают входной сигнал, и ввиду того, что способность обратной связи компенсировать искажения уменьшается с ростом частоты, то искажения с ростом частоты возрастают. Искажения типа «ступенька» в двухтактных усилителях мощности класса В могут рассматриваться как уменьшение коэффициента усиления при переходе усилителя через точку переключения транзисторов (можно считать, что обратная связь при этом разомкнута). Из-за значительного уменьшения коэффициента усиления с разомкнутой петлей ООС в этой области, обратная связь неэффективно подавляет искажения «ступенька».

Способ снятия сигнала обратной связи на выходе усилителя влияет на выходное сопротивление так же, как и способ введения сигнала обратной связи во входную цепь будет влиять на входной импеданс. В случае параллельного снятия сигнала обратной связи реализуется обратная связь по напряжению, при последовательном способе снятия – по току. Обратная связь по напряжению уменьшает полное выходное сопротивление, обратная связь по току – увеличивает. Аналогичное влияние на полное входное сопротивление оказывает параллельный и последовательный способы приложения сигнала обратной связи во входную цепь усилителя. В усилителях мощности звуковой частоты наиболее часто применяется петля обратной связи с использованием способа параллельного получения сигнала обратной связи и последовательного приложения во входную цепь. Это сочетание способов снятия и приложения сигнала обратной связи обеспечивает малое полное выходное сопротивление (необходимое для демпфирования громкоговорителей), большое полное входное сопротивление, необходимое для предотвращения шунтирования выходных каскадов источника сигнала, и неинвертирующий коэффициент усиления. Полные входное и выходное сопротивления изменяются пропорционально коэффициенту обратной связи F :

$$F = (1 + B \cdot K_Y). \quad (8.3)$$

На рис. 8.2 показан эффект линейризации динамической характеристики усилителя петлей обратной связи согласно уравнению петли ООС.

Важным свойством ООС является способность уменьшать нелинейные искажения (рис. 8.3), которые вносит усилитель, в F раз, т.е. во сколько раз уменьшится коэффициент усиления при замыкании петли ООС, в такое же число раз уменьшатся вносимые нелинейные искажения. С физической точки зрения процесс работы петли ООС можно пояснить как формирование предсказанного входного сигнала, который, проходя через тракт усиления, искажается и тем самым приобретает первоначальную неискаженную форму.

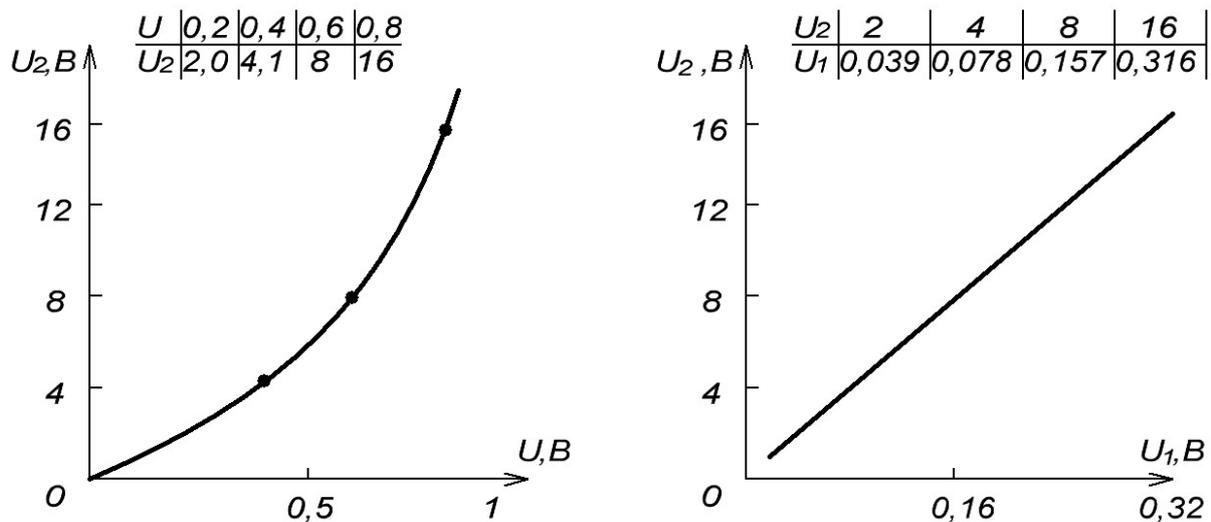


Рис. 8.2. Линейризация динамической характеристики петлей ООС

Для наглядности проиллюстрируем работу петли ООС по уменьшению нелинейных искажений на примере усилителя, передаточная функция которого описывается квадратичным полиномом (схожа с передаточной функцией полевого транзистора): $U_{ВЫХ} = K_V \cdot U_{ВХ} + \alpha(K_V \cdot U_{ВХ})^2$, где α – весовой коэффициент квадратичного члена.

Если на вход такого усилителя подать однотональный сигнал частоты f , то сигнал на выходе будет двухтональный с частотными составляющими f и $2f$. Теперь, если замкнуть петлю ООС, то к входному сигналу частотой f будет подмешиваться выходной двухтональный сигнал, но сдвинутый по фазе на 180° . После прохождения усилителя на его выходе появится сигнал, в котором вторая гармоника ($2f$) будет скомпенсирована посредством того, что в усиленном сигнале уже содержалась составляющая с частотой $2f$, но инвертиро-

ванная по фазе, сигнал с частотой f будет также ослаблен. Поясняющие осциллограммы приведены на рис. 8.3, где показаны: сплошной тонкой линией – входное воздействие, штрихпунктирной линией – выходной сигнал при разомкнутой петле обратной связи и сплошной толстой линией – выходной сигнал, искажения в котором скомпенсированы действием петли ООС.

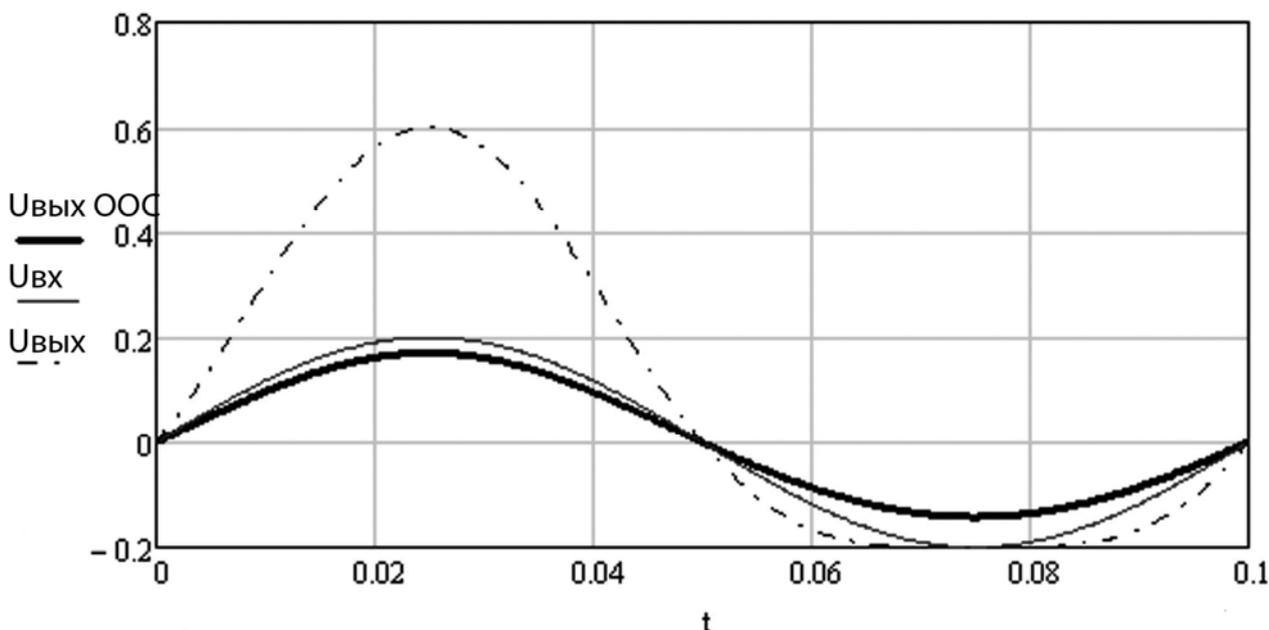


Рис. 8.3. Осциллограммы напряжений усилителя

Особую роль обратная связь выполняет при построении различного рода устройств на основе операционных усилителей (ОУ), представляющих собой характерные полупроводниковые интегральные устройства, содержащие несколько каскадов усиления. Поясним принцип формирования характеристик ОУ петлей ООС (рис. 8.4).

Для того чтобы свойства ОУ регулировались параметрами петли ООС и зависели, прежде всего, от неё, согласно вышеприведенным соображениям ОУ должен обладать огромным коэффициентом усиления (для современных ОУ K_y по постоянному току около 120 дБ, хотя неизменно понижается с увеличением частоты). Кроме того, необходимо ввести три фундаментальных допущения:

- коэффициент усиления ОУ, не охваченного петлей ООС, стремится к бесконечности;
- входное сопротивление ОУ, не охваченного петлей ООС, также стремится к бесконечности (входной ток равен нулю);
- разность потенциалов между входами ОУ, охваченного петлей ООС, стремится к нулю.

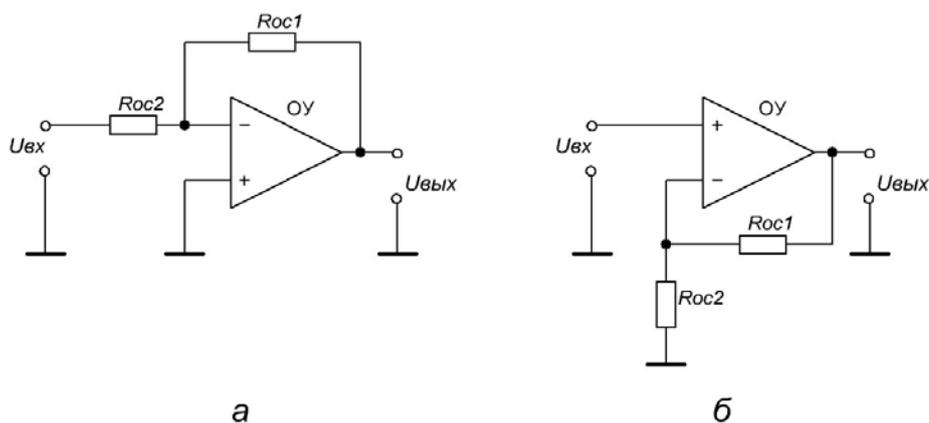


Рис. 8.4. Формирование свойств операционных усилителей петель ООС

Эти допущения характеризуют идеальные ОУ. Реальные операционные усилители имеют ограничения и не достигают этого идеала на всех частотах, уровнях сигнала и т.д. На рис. 8.4, *a* изображен инвертор на операционном усилителе, который охвачен петлей параллельно снимаемой и параллельно приложенной ООС. Поскольку K_U стремится к бесконечности, то вход и выход ОУ должны иметь нулевое сопротивление, т.е. усилитель имеет нулевое выходное сопротивление. Инвертирующий вход ОУ, соединенный с R_{OC1} , также имеет нулевое сопротивление по отношению к земле из-за обратной связи. Ввиду бесконечно большого коэффициента усиления, если неинвертирующий вход имеет потенциал земли, то и инвертирующий вход должен иметь потенциал земли. В рассматриваемой конфигурации инвертирующий вход является «виртуальной» землей, но при этом сам имеет почти бесконечное входное сопротивление, и ток сигнала не протекает через ОУ. Ток входного сигнала через резистор R_{OC2} может только через резистор R_{OC1} и нулевое выходное сопротивление протекать на землю. Из чего следует равенство сигнальных токов через резисторы обратной связи:

$$\frac{U_{R_{OC2}}}{R_{OC2}} = \frac{U_{R_{OC1}}}{R_{OC1}}. \quad (8.4)$$

Поскольку инвертирующий вход является виртуальной землей, то

$$U_{R_{OC2}} = U_{BX}; U_{R_{OC1}} = U_{BIX}, \quad (8.5)$$

и, следовательно, коэффициент усиления по напряжению равен:

$$K_Y = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = -\frac{R_{OC1}}{R_{OC2}}. \quad (8.6)$$

Коэффициент усиления, получаемый на ОУ, может быть как больше, так и меньше единицы, т.е. схема может как усиливать, так и ослаблять входной сигнал, что является полезным свойством ввиду возможности получения уменьшенного выходного сигнала при почти нулевом выходном сопротивлении. Входное сопротивление схемы $R_{ВХ} = R_{OC2}$, поскольку инвертирующий вход усилителя является виртуальной землёй.

Часто на практике могут понадобиться неинвертирующие усилители, которые легко построить на основе ОУ (рис. 8.4, б). Резисторы R_{OC1} и R_{OC2} образуют делитель напряжения на выходе усилителя. Напряжение на инвертирующем входе ОУ определяется выражением:

$$U_{ВХ-} = \frac{R_{OC2}}{R_{OC1} + R_{OC2}} \cdot U_{ВЫХ}. \quad (8.7)$$

Исходя из стремящегося к бесконечности K_Y операционного усилителя, напряжение на инвертирующем входе равно напряжению на неинвертирующем входе, которое является $U_{ВХ}$, поэтому K_Y усилителя будет равен:

$$K_Y = \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{R_{OC1} + R_{OC2}}{R_{OC2}}. \quad (8.8)$$

Если уменьшить величину сопротивления R_{OC1} до нуля и убрать R_{OC2} , то коэффициент усиления уменьшается до 1, т.е. ОУ превращается в повторитель напряжения, являющийся превосходным буферным каскадом для развязки схем с высоким импедансом от нагрузки с малым импедансом.

Входное сопротивление неинвертирующего усилителя:

$$r_{ВХ} = B \cdot K_Y \cdot r_{ВХ_{ДИФ}} \parallel r_{ВХ_{СИНФ}} \approx r_{ВХ_{СИНФ}} \quad (8.9)$$

Рассмотрим пример реализации простейшей резистивной обратной связи.

На рис. 8.5 представлена типовая схема операционного усилителя, охваченного петлёй параллельно снимаемой и последовательно приложенной ООС.

Выходное сопротивление стремится к нулю при условии, что входное сопротивление стремится к бесконечности. Необходимо помнить, что в отличие

от идеальных операционных усилителей входной ток не равен нулю, что налагает требования по обеспечению режима по постоянному току входного дифференциального каскада.

Обратная связь, охватывающая операционный усилитель, получает сигнал с выхода усилителя подключением параллельно нагрузке и вводится во входную цепь подключением последовательно с входом, то есть применяется параллельная по выходу и последовательная по входу обратная связь. В рассматриваемой схеме ООС реализуется на резистивном делителе $R3$ $R4$. Необходимо упомянуть, что питание в схеме двухполярное, в случае использования однополярного питания необходимо применять разделительный конденсатор, обеспечивающий режим по постоянному току.

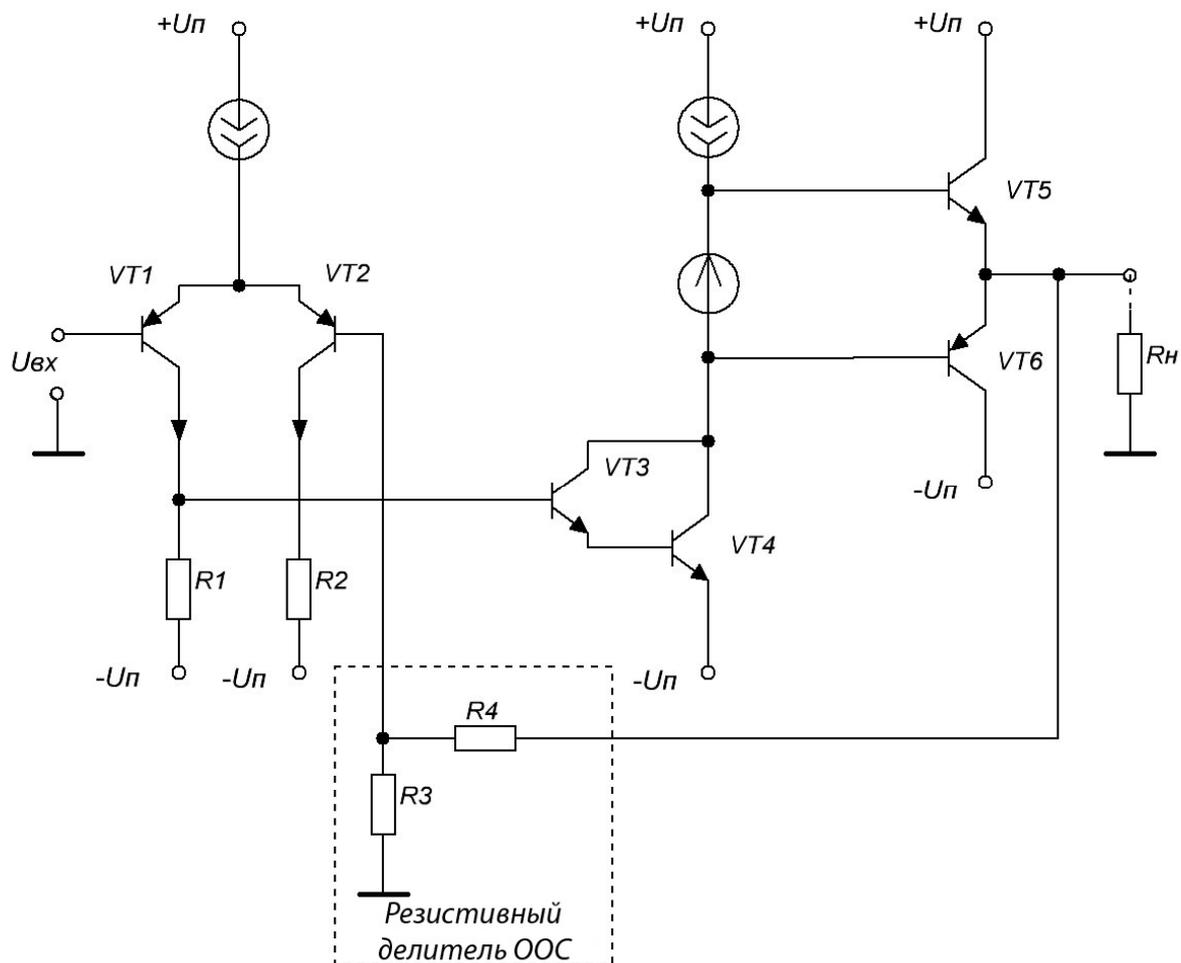


Рис. 8.5. Типичный операционный усилитель, охваченный петлёй ООС

Расчет цепи обратной связи начинается с выбора падения напряжения U_{R4} на резисторе $R4$, как правило, около ста или нескольких сот милливольт. После

чего по закону Ома вычисляется его номинал (ток базы транзистора VT2 определяется при расчете входного дифференциального каскада). Необходимо учитывать тип проводимости используемых транзисторов, чтобы определить потенциал базы на транзисторах входного каскада, отличающийся от потенциала на выходе усилителя в большую или меньшую сторону.

$$R_4 = \frac{U_{R4}}{I_{\beta VT2}}, \quad (8.10)$$

далее, пользуясь уравнением обратной связи, определяется величина сопротивления R3. Из соотношения

$$\frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = \frac{R3 + R4}{R3}, \quad (8.11)$$

учитывая, что

$$\frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}} = K_{УООС}, \quad (8.12)$$

опуская преобразования

$$R3 = \frac{R4}{K_{УООС} - 1}. \quad (8.13)$$

9. МОСТОВЫЕ СХЕМЫ

Анализ исходных данных для расчета усилителя начинается с определения структуры окончного каскада. Исходя из величины сопротивления нагрузки и требуемой мощности, рассчитывается действующее значение напряжения в нагрузке.

$$U_D = \sqrt{P_H \cdot R_H},$$

далее, сравнив амплитудное значение напряжения ($U_A = U_D \cdot \sqrt{2}$) с напряжением питания, делается вывод о возможности использования обычных окончных каскадов для получения заданной мощности. Важно отметить, что в случае применения двухтактных эмиттерных повторителей в окончных каскадах, все напряжение питания распределяется между плечами схемы поровну. При максимальном значении входного сигнала один из транзисторов комплементарной пары открыт и ток через него течет в нагрузку, вызывая на ней падение напряжения, другой из транзисторов закрыт и оставшаяся половина напряжения питания падает на нем. Значит, для получения заданной мощности в нагрузке при помощи обычных окончных каскадов напряжение питания должно более чем в два раза превышать амплитуду напряжения на нагрузке. Однако в ряде случаев напряжение питания является ограниченным (например, УНЧ автомобильных магнитол). Для увеличения мощности при ограниченном напряжении источника питания широкое применение нашли мостовые схемы. Рассмотрим их особенности.

В мостовой схеме два выходных каскада включаются в противофазе и работают на общую нагрузку, которая включается между каскадами (рис. 9.1).

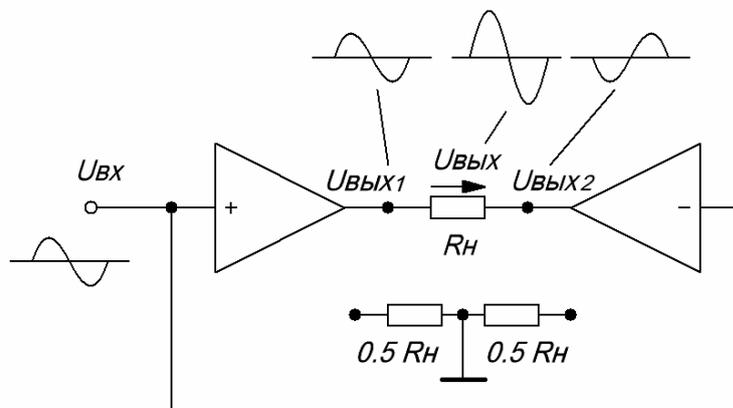


Рис. 9.1. Мостовая схема окончного каскада, распределение токов

Нагрузка может подключаться к мостовой схеме непосредственно даже при однополярном питании, поскольку потенциал покоя обоих выходов одинаков. Поскольку каскады работают в противофазе, средняя точка нагрузки должна быть заземлена. Таким образом, каждый из каскадов мостовой схемы работает на нагрузку $R_H/2$. Выходное напряжение:

$$U_{R_H} = U_{R_{H1}} - U_{R_{H2}}. \quad (9.1)$$

Выходное напряжение U_{R_H} (на нагрузке) и ток в нагрузке i_{R_H} оказывается вдвое больше, чем напряжение каждого каскада относительно земли. Следовательно, при одном и том же напряжении питания выходная мощность на нагрузке P_{R_H} получается в четыре раза большей. Для транзистора с конечным сопротивлением насыщения:

$$P_{R_H} = \frac{U_{\Pi}^2}{2} \cdot \frac{R_H}{(R_H + 2R_{HAC})^2}, \quad (9.2)$$

$$U_{R_H} = U_{\Pi} \cdot \frac{R_H}{R_H + 2R_{HAC}}, \quad (9.3)$$

$$i_{R_H} = \frac{U_{\Pi}}{R_H + 2R_{HAC}}, \quad (9.4)$$

где R_{HAC} – сопротивление насыщения транзистора.

На рис. 9.2 поясняется принцип действия мостовой схемы.

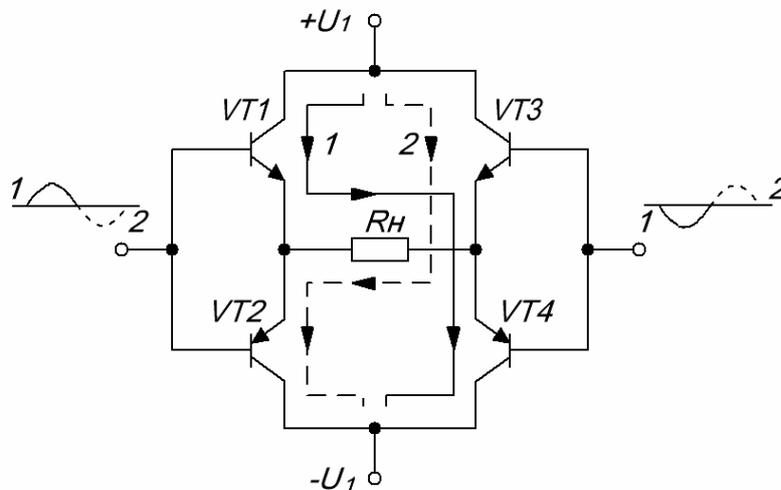
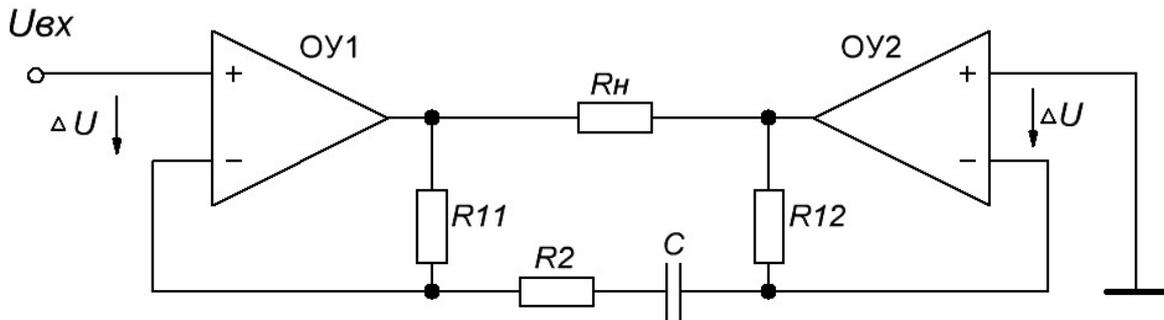


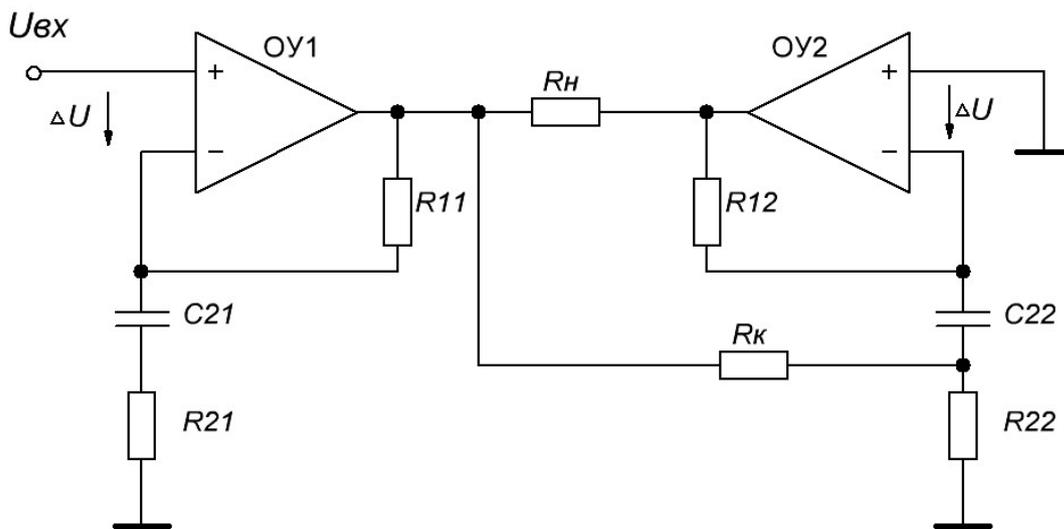
Рис. 9.2. Мостовая схема оконечного каскада, распределение токов

В момент времени, когда уровень входного сигнала максимален (первая полуволна на рис. 9.2), полностью открыт транзистор $VT1$ и транзистор $VT4$, управляющийся сигналом, повернутым по фазе на 180° , т.е. всё напряжение питания, за исключением напряжения насыщения транзисторов $VT1$ и $VT4$, приложено к нагрузке. В следующий момент времени (вторая полуволна) при максимальном значении сигнала открыты транзисторы $VT2$ и $VT3$, иными словами, к нагрузке опять приложено практически все напряжение питания, но другими полюсами, что приводит к изменению направления протекающего тока на противоположное.

Рассмотрим основные виды мостовых схем. Далее приводится мостовая схема последовательного возбуждения (рис. 9.3, а) и её модификация (рис. 9.3, б).



а



б

Рис. 9.3. Мостовые схемы последовательного возбуждения

В схеме, изображенной на рисунке 9.3, $OY1$ работает как неинвертирующий, $OY2$ – как инвертирующий. Коэффициенты усиления усилителей определяются элементами R_{11} , R_{12} , R_2 и C для схемы (рис. 9.3, а). Для схемы на рис. 9.3, б коэффициенты усиления определяются R_{11} , R_{12} , R_{21} , R_{22} , C_{21} и C_{22} .

$$K_{y_{OY1}} = \frac{R_{11} + Z_2}{Z_2}, \quad K_{y_{OY2}} = -\frac{R_{12}}{Z_2}, \quad (9.5)$$

где Z_2 – импеданс цепи R_2 , C .

Недостатком приведенных схем является то, что на инвертирующие усилители сигнал подается с искажениями, которые вносит предшествующий неинвертирующий усилитель.

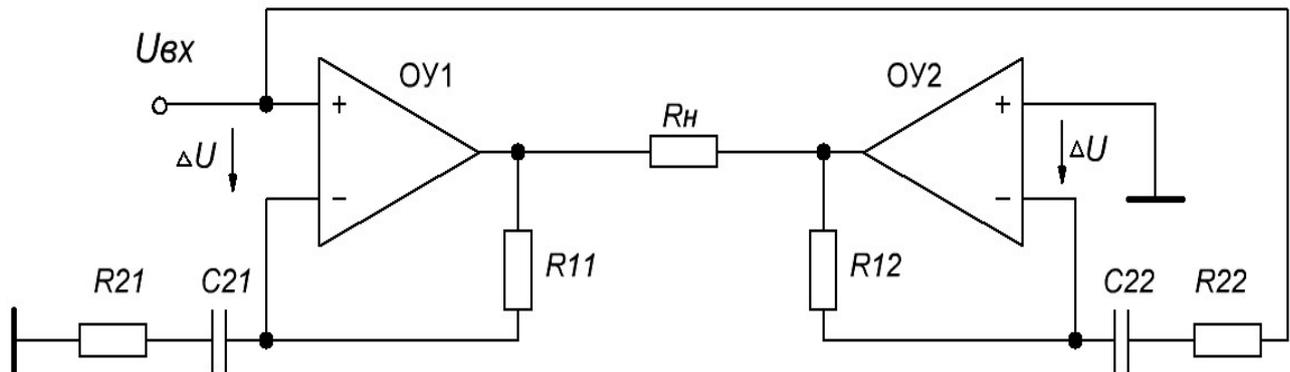


Рис. 9.4. Мостовая схема с параллельным способом подключения сигнала

При идентичном значении коэффициента усиления, как и при последовательном подключении, оба плеча мостовой схемы получают сигнал одновременно. $OY1$ работает как неинвертирующий, $OY2$ – как инвертирующий.

Положительным свойством схемы, изображенной на рис. 9.5, является то, что коэффициент усиления в обеих ветвях одинаков:

$$K_y = \frac{R_{12} + R_{22}}{R_{11} + R_{21}} \cdot U_{BX}. \quad (9.6)$$

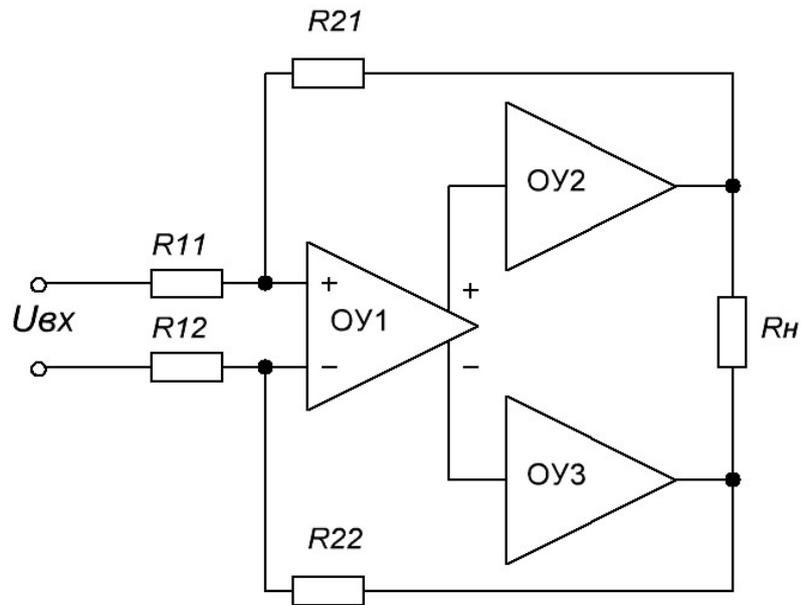


Рис. 9.5. Симметричная мостовая схема

Кроме того, возможно подключение незаземлённых источников сигнала.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проектирование УНЧ – комплексная задача поиска технического решения, удовлетворяющего ряду противоречивых требований технического задания по требуемой мощности, диапазону воспроизводимых частот, уровню линейных и нелинейных искажений, динамическому диапазону, шумам и многим другим критериям.

В пособии содержатся общие сведения о разработке усилителей мощности низких частот, необходимая информация по принципам построения получивших широкое распространение трехкаскадных усилителей. Рассмотрены методы построения оконечных каскадов, технические решения, позволяющие избежать разрушения активных элементов при изменении режима их работы, методы обеспечения стабильности рабочих параметров. Подробно изложен принцип расчета гармонических искажений оконечного каскада. Отдельное внимание уделяется теории обратной связи, благодаря которой достигается стабильность работы усилителя и выполнение требований технического задания по уровню гармонических искажений. Проанализированы основные каскады предусиления и входной дифференциальный каскад. Приводится информация о различных источниках тока и эффективности их применения.

Однако ввиду ограниченности объема в пособии не содержится в полном объеме информация о всевозможных эффектах, присущих разрабатываемым схемам, и способах борьбы с ними. Не уделено должного внимания применению появившихся в последнее время различных пакетов схемотехнического моделирования, таких как Micro CAP, EWB и т.д., которые основаны на применении в достаточной мере точных моделей компонентов и алгоритмов расчета, что дало бы возможность некой предварительной проверки рассчитанного усилителя до макетирования и возможность корректирования режимов работы с отслеживанием изменения свойств.

Отдельного рассмотрения заслуживают УНЧ, строящиеся с использованием иных активных элементов, таких как полевые транзисторы и электронные лампы. Применение такого рода приборов, обладающих несравненно большей линейностью, в отличие от биполярных транзисторов, дает возможность по-

строения высококлассных звуковых усилителей. Однако упомянутые приборы обладают присущими им эффектами, которые требуют отдельного рассмотрения и пояснения методов борьбы с ними. Кроме того, существует целый класс интегральных операционных усилителей, которые находят широкое применение в современной звуковоспроизводящей аппаратуре. Следует отметить, что, обладая навыками работы с биполярными транзисторами, гораздо легче освоить принципы работы с иными компонентами.

В целом, изложенный материал и методические рекомендации пособия должны способствовать глубокому усвоению материала курса, повышению профессионального уровня и расширению кругозора.

БИБЛИОГРАФИЧЕСКИЙ СПИСОК

1. ГОСТ 7.32-2001. Отчет о научно-исследовательской работе. Структура и правила оформления.
2. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: [пер. с нем.] / У. Титце, К. Шенк. – М.: ДМК Пресс, 2008.
3. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: справочное руководство: [пер. с нем.] / У. Титце, К. Шенк. – М.: Мир, 1983.
4. Шкритек П. Справочное руководство по звуковой схемотехнике / П. Шкритек. – М.: Мир, 1991.
5. Хоровиц П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл. – М.: Мир, 2002.
6. Остапенко Г.С. Усилительные устройства / Г.С. Остапенко. – М.: Радио и связь, 1989.
7. Транзисторы для аппаратуры широкого применения: справочник / К.М. Брежнева [и др.]; под. ред. Б.Л. Перельмана. – М.: Радио и связь, 1981.
8. Полупроводниковые приборы: Транзисторы: справочник / В.Л. Аронов [и др.]; под общ. ред. Н.Н. Горюнова. – 2-е изд., перераб. – М.: Энергоатомиздат, 1985.
9. Ровдо А.А. Схемотехника усилительных каскадов на биполярных транзисторах / А.А. Ровдо. – М.: Додека, 2002.
10. Морган Джонс. Ламповые усилители: [пер. с англ.] / Д. Морган. – М.: ДМК Пресс, 2007.
11. Ежков Ю.С. Справочник по схемотехнике усилителей. – М.: ИП Радио Софт, 2002.
12. Интернет-источник. – <http://mosfet.data-chip.ru/>
13. Интернет-источник. – <http://www.rlocman.ru/datasheet/data.html?di=56443>
14. Разевиг В.Д. Применение программ P-CAD и PSpice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. Вып. 2. Модели компонентов аналоговых устройств / В.Д. Разевиг. – М.: Радио и связь, 1992.
15. Разевиг В.Д. Применение программ P-CAD и PSpice для схемотехнического моделирования на ПЭВМ. Вып. 3. Моделирование аналоговых устройств / В.Д. Разевиг. – М.: Радио и связь, 1992.
16. Разевиг В.Д. Система схемотехнического моделирования Micro-CAP 5 / В.Д. Разевиг. – М.: «Солон», 1997.
17. ГОСТ 7.1-2003. Система стандартов по информации, библиотечному и издательскому делу. Библиографическая запись. Библиографическое описание. Общие требования и правила составления.

ПРИЛОЖЕНИЯ

Приложение 1

ЗАДАНИЕ НА КУРСОВОЕ ПРОЕКТИРОВАНИЕ

№	$R_{Г}$	$U_{ВХ}$	$P_{ВЫХ}$	$R_{Н},$ Ом	$\Delta f, Гц$	$k_{Г},\%$	$\Delta T, С$	$U_{П}$
1	1 кОм	100 мВ	15 Вт	4	20...20000	0,1	+10...+30	12 В
2	500 кОм	100 мВ	50 Вт	8	100...10000	1	+10...+30	+20 В, -20 В
3	10 кОм	1 В	10 Вт	4	10...10000	0,01	-20...+50	выбрать
4	100 Ом	10 мВ	5 Вт	8	20...20000	0,1	+10...+30	12 В
5	100 кОм	300 мВ	12 Вт	2	20...10000	3	-5...+50	9 В
6	100 кОм	1 В	30 Вт	8	20...20000	1	0...+50	выбрать
7	500 Ом	10 мВ	20 Вт	4	100...12500	1	-30...+60	14,4 В
8	1 кОм	1 В	100 Вт	4	20...20000	5	+10...+50	выбрать
9	10 кОм	1 мВ	100 мВт	32	20...200000	0,1	0...+50	3 В
10	100 Ом	3 В	40 Вт	4	10...10000	1	0...+50	24 В
11	30 кОм	3 В	25 Вт	4	20...20000	3	+20...+40	30 В
12	5 кОм	100 мВ	1 Вт	8	100...10000	5	+10...+50	6 В
13	10 кОм	1 В	15 Вт	8	100...10000	10	здать	24 В
14	50 Ом	1 мВ	1 Вт	8	20...20000	1	здать	6 В
15	400 Ом	2 мВ	40 Вт	4	10...100000	0,01	0...+40	80 В
16	1 кОм	1 В	50 Вт	8	20...20000	3	+10...+30	+50 В, -50 В
17	3 кОм	500 мВ	100 Вт	16	20...20000	0,1	+10...+30	выбрать
18	1 МОм	2В	20 Вт	600	300...5000	10	-20...+50	выбрать
19	1 кОм	5 мВ	50 мВт	32	10...100000	0,01	0...+50	+3,6 В
20	30 кОм	5 В	75 Вт	2	10...20000	0,05	+10...+30	выбрать
21	2 кОм	100 мВ	0,5 Вт	16	20...20000	0,01	+10...+30	9 В
22	200 Ом	1 В	60 Вт	4	20...20000	0,1	+10...+30	выбрать
23	10 кОм	3 В	70 Вт	8	300...10000	2	+10...+30	выбрать
24	1 кОм	0,5 В	40 Вт	300	300...5000	5	+10...+30	выбрать
25	10 кОм	5 мВ	20 мВт	60	10...200000	0,01	0...+50	6 В
26	50 кОм	1 мВ	3 Вт	8	20...20000	0,001	0...+50	выбрать
27	1 кОм	0,1 В	10 Вт	600	100...10000	15	0...+40	выбрать
28	100 кОм	1 В	3 Вт	2	10...100000	0,1	-5...+50	выбрать
29	100 Ом	1 В	1 Вт	1000	20...20000	1	+10...+30	выбрать
30	500 Ом	100 мВ	200 мВт	12	20...200000	0,01	здать	выбрать

$R_{Г}$ – сопротивление источника сигнала,

$U_{ВХ}$ – входное напряжение,

$P_{ВЫХ}$ – выходная мощность,

$R_{Н}$ – сопротивление нагрузки,

Δf – частотный диапазон,

$k_{Г}$ – коэффициент гармоник,

ΔT – интервал рабочих температур,

$U_{П}$ – напряжение питания.

Кафедра _____

Специальность _____

Задание
на курсовое проектирование
по дисциплине

Студент _____ группа _____
(Ф.И.О. полностью)

1. Тема проекта

2. Срок сдачи студентом законченного проекта _____

3. Исходные данные к проекту

4. Содержание проекта (работы):

4.1. Разделы пояснительной записки (перечень подлежащих разработке вопросов)

4.2. Перечень графического материала (с указанием обязательных чертежей)

5. Основная рекомендуемая литература

6. Дата выдачи задания _____

Зав. кафедрой _____

(подпись, дата)

Руководитель _____

(подпись, дата)

Студент _____

(подпись, дата)

Министерство образования и науки Российской Федерации
Государственное образовательное учреждение
высшего профессионального образования
«Омский государственный технический университет»

Кафедра _____

Специальность _____

КУРСОВОЙ ПРОЕКТ

на тему: _____

по дисциплине _____

Студент _____ группы _____
(Ф.И.О. полностью)

Пояснительная записка

Шифр проекта (работы) _____

Руководитель проекта (работы)

(Ф.И.О.)

(Подпись, дата)

Разработал студент

(Подпись, дата)

Омск 201__

Редактор Е.С. Воронкова
Компьютерная верстка О.Г. Белименко

ИД № 06039 от 12.10.2001

Свод. темплан 2010 г.

Подписано в печать 15.12.10. Формат 60x84^{1/16}. Отпечатано на дупликаторе.
Бумага офсетная. Усл. печ. л. 5,75. Уч.-изд. л. 5,75. Тираж 100 экз. Заказ 692.

Издательство ОмГТУ. Омск, пр. Мира, 11. Т. 23-02-12
Типография ОмГТУ

