



В. И. ШАРКОВ

**РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ
УСТРОЙСТВА И КОМПЛЕКСЫ**

**УЧЕБНАЯ ПРОГРАММА, МЕТОДИЧЕСКИЕ УКАЗАНИЯ
И КОНТРОЛЬНЫЕ ЗАДАНИЯ**

Библиотека БГУИР

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ РЕСПУБЛИКИ БЕЛАРУСЬ
УЧРЕЖДЕНИЕ ОБРАЗОВАНИЯ
«МИНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ВЫСШИЙ
РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ КОЛЛЕДЖ»

УДК 621.396.6(075.8)
ББК 32.844я7
Ш26

ПОДЛЕЖИТ ВОЗВРАТУ

УТВЕРЖДАЮ
Проректор по учебной работе
_____ В. И. Федосенко
« 12 » июня 2006 г.

Рекомендовано к изданию кафедрой радиоэлектроники и Научно-методическим советом Учреждения образования «Минский государственный высший радиотехнический колледж»

Рецензент
Р. Г. Хехнев, заведующий кафедрой
радиоэлектроники МГВРК, доцент, к.т.н.

В. И. ШАРКОВ

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА И КОМПЛЕКСЫ

Учебная программа, методические указания
и контрольные задания
для студентов безотрывной формы обучения специальности
1-08 01 01-02 «Профессиональное обучение. (Радиоэлектроника)»

Шарков В. И.
Ш26 Радиоэлектронные устройства и комплексы : учеб. программа, метод. указания и контрол. задания для студентов безотрыв. формы обучения специальности 1-08 01 01-02 «Профессиональное обучение. (Радиоэлектроника)» / В. И. Шарков. – Мн. : МГВРК, 2006. – 102 с.
ISBN 985-6754-45-3

Содержит учебную программу, указания по выполнению и оформлению контрольной работы, варианты заданий контрольной работы, методические указания по расчету бестрансформаторного УЗЧ, предварительного УЗЧ с эмиттерным повторителем, выходного каскада радиопередатчика, примеры расчетов, список рекомендуемой литературы.

Предназначено для студентов и преподавателей колледжа.

УДК 621.396.6(075.8)
ББК 32.844я7

МИНСК 2006

ISBN 985-6754-45-3

© Шарков В. И., 2006
© Оформление. Учреждение образования «Минский государственный высший радиотехнический колледж», 2006

Предисловие

Дисциплина «РЭУ и комплексы» является профессионально образующей для специальности «Проектирование и производство радиоэлектронных средств» и предусматривает изучение принципов работы устройств, систем и комплексов, осуществляющих передачу, прием, извлечение информации с использованием радиоволн, применение этой информации для целей управления процессами и объектами.

Программа рассчитана на 120 часов аудиторных занятий, из них 84 часа – лекции, 16 часов лабораторных занятий, 20 часов практических занятий. Рабочим учебным планом специальности предусмотрено выполнение курсового проекта по дисциплине.

Основной целью и задачей дисциплины является изучение физических процессов, принципов действия и отдельных схемотехнических решений устройств генерирования и управления колебаниями радиочастоты, их преобразования в электромагнитные колебания, устройств приема и обработки радиосигналов, обеспечивающих выделение передаваемой информации или извлечение информации из электромагнитных колебаний, образующейся в результате их взаимодействия с объектами, находящимися в зоне облучения. Эти данные могут быть получены из электромагнитных колебаний различного частотного диапазона, источником которых при определенных условиях является сам объект. Совокупность получаемой таким образом информации используется при разработке систем передачи и извлечения информации с использованием радиосигналов, систем радиоуправления объектами и процессами.

Совместная работа непрерывно увеличивающегося числа действующих радиотехнических систем создает проблему электромагнитной совместимости (ЭМС), методами и средствами обеспечения которой должен владеть специалист.

Радиотехнические устройства и комплексы представляют собой сложные радиоэлектронные образования, состоящие из большого числа подсистем более низкого порядка различного функционального назначения. Поэтому освоение курса базируется на знаниях, определенных образовательным стандартом специальности дисциплин: «Высшая математика», «Физика», «Электронные приборы», «Прикладная информатика», «Электро-

техника», «Основы радиоэлектроники», «Метрология и измерения», «Электрорадиоэлементы и устройства функциональной электроники», «Основы телевидения».

Ряд вопросов, определенных образовательным стандартом по данной дисциплине (системы телевидения, электронные регуляторы и др.), дублируют другие специальные разделы стандарта, а потому не включены в настоящую программу.

При безотрывной форме обучения учебным планом предусматривается выполнение одной контрольной работы. В данном издании приводятся варианты заданий контрольной работы и методические указания по ее выполнению.

1. Программа учебной дисциплины «РЭУ и комплексы»

1.1. Тематический план учебной дисциплины

Т а б л и ц а 1.1

Наименование темы и раздела	Всего	Из них		
		Т	ЛП	по безотрывной форме обучения
1	2	3	4	5
Введение	2	2	–	1
Раздел 1. Радиопередающие устройства				
1.1. Общие сведения о радиопередающих устройствах (РПДУ)	2	2	–	1
1.2. Возбудители колебаний	6	4	2	2
1.3. Физические основы усилителя мощности	6	4	2	2
1.4. Методы осуществления модуляции в радиопередающих устройствах	10	4	6	2
1.5. Радиопередающие устройства сверхвысоких частот	4	4	–	2
Итого:	28	18	10	9
Раздел 2. Радиоприемные устройства				
2.1. Общие сведения о радиоприемных устройствах (РПрУ)	2	2	–	2

Окончание табл. 1

1	2	3	4	5
2.2. Входные цепи РПрУ	4	2	2	1
2.3. Усилители радиосигналов	4	2	2	2
2.4. Преобразователи частоты супергетеродинных приемников	4	2	2	2
2.5. Детекторы	6	4	2	2
2.6. Помехи радиоприема	2	2	–	–
2.7. Управление радиоприемными устройствами	2	2	–	1
Итого:	24	16	8	10
Раздел 3. Радиотехнические системы (РТС) и комплексы				
3.1. Краткие характеристики решаемых задач	2	2	–	2
3.2. Системы координат и основные методы определения местоположения (МП) объекта	4	4	–	2
3.3. Основные характеристики и типы РТС	8	2	6	2
3.4. Методы измерения дальности	10	4	6	2
3.5. Методы измерения угловых координат	6	6	–	2
3.6. Допплеровские системы для измерения скорости и угла сноса	4	4	–	2
3.7. Распознавание радиолокационных целей	2	2	–	1
3.8. Пассивная радиолокация	2	2	–	1
3.9. Радиолокация с активным ответом	2	2	–	1
3.10. Спутниковые радионавигационные системы (СРНС)	8	8	–	2
3.11. Системы радиоуправления	4	4	–	1
Итого:	52	40	12	18
Раздел 4. РТС передачи информации (РТС ПИ)				
4.1. Назначение, функции, выполняемые РТС ПИ	2	2	–	2
4.2. Многоканальные РТС ПИ	10	4	6	2
Итого:	12	6	6	4
Раздел 5. Электромагнитная совместимость (ЭМС) РТС				
5.1. Причины обострения электромагнитной обстановки	2	2	–	2
Итого:	2	2	–	2
Всего:	120	84	36	44

1.2. Содержание учебной дисциплины

Введение

Место и роль радиоэлектронных устройств, систем и комплексов в жизни современного общества. Иерархия радиоэлектронных образований. Основные термины, понятия и определения объектов изучения.

Литература [8, 10]

РАЗДЕЛ 1. РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

ТЕМА 1.1. Общие сведения о радиопередающих устройствах (РПДУ)

Основные понятия, структурная схема РПДУ, задачи, решаемые каскадами РПДУ, основные характеристики и параметры, классификация РПДУ, область применения.

Литература [7, 12]

ТЕМА 1.2. Возбудители колебаний

Обобщающая трехточечная схема автогенератора, двухконтурные схемы автогенераторов. Стабильность частоты автоколебаний. Дестабилизирующие факторы и методы их устранения. Кварцевые автогенераторы.

Синтезаторы частоты.

Характеристики и классификация синтезаторов, кварцевая стабилизация в диапазоне частот.

Литература [7, 12]

ТЕМА 1.3. Физические основы усилителя мощности

Элементная база, динамические характеристики, режимы работы I и II рода, классификация режимов работы по напряженности и классам, нагрузочные характеристики, умножение частоты.

Схемопостроение транзисторных усилителей мощности.

Схемы питания и возбуждения, особенности работы усилителя мощности, выполненного по схеме с ОК, транзисторный усилитель мощности в ключевом режиме с резистивной нагрузкой.

Совместная работа нескольких транзисторов в одной ступени.

Последовательное и параллельное включение транзисторов на общую нагрузку, измерительные приборы в цепях усилителя мощности.

Литература [7, 12]

ТЕМА 1.4. Методы осуществления модуляции в радиопередающих устройствах

Амплитудная, угловая, однополосная, импульсная модуляция, их характеристики, качественные показатели и параметры.

Схемы амплитудных, однополосных, импульсных модуляторов.

Литература [7, 12]

ТЕМА 1.5. Радиопередающие устройства сверхвысоких частот

Особенности диапазонов сверхвысоких частот. Радиопередающие устройства метрового и дециметрового диапазонов волн. Передающие устройства на пролетных клистронах. Магнетронные передатчики. Принцип работы ламп бегущей и обратной волны.

Литература [7]

РАЗДЕЛ 2. РАДИОПРИЕМНЫЕ УСТРОЙСТВА

ТЕМА 2.1. Общие сведения о радиоприемных устройствах (РПрУ)

Назначение, функции, обобщенные структурные схемы, характеристики, параметры, классификация РПрУ.

Литература [2, 8, 9]

ТЕМА 2.2. Входные цепи РПрУ

Виды входных цепей, основные характеристики.

Литература [2, 8, 9]

ТЕМА 2.3. Усилители радиосигналов

Особенности конструирования усилителей радиосигналов различных диапазонов частот.

Литература [2, 8, 9]

ТЕМА 2.4. Преобразователи частоты супергетеродинных приемников

Схемотехника смесителей радиочастоты и усилителей промежуточной частоты.

Литература [2, 8, 9]

ТЕМА 2.5. Детекторы

Детектирование радиосигналов с различными видами модуляции: амплитудной (АМ), фазовой (ФМ), частотной (ЧМ), однополосной боковой (ОБМ). Схемотехника АМ, ФМ, ЧМ, ОБМ детекторов.

Литература [2, 8, 9]

ТЕМА 2.6. Помехи радиоприема

Основные источники помех, их характеристики и методы борьбы с помехами.

Литература [2, 8, 9]

ТЕМА 2.7. Управление радиоприемными устройствами

Настройка радиоприемных устройств. Автоматическая подстройка частоты и регулировка усиления в РПрУ.

Литература [2, 8, 9]

РАЗДЕЛ 3. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ (РТС) И КОМПЛЕКСЫ

ТЕМА 3.1. Краткие характеристики решаемых задач

Основные определения, понятия. Физические основы функционирования РТС.

Литература [3, 5, 10, 13]

ТЕМА 3.2. Системы координат и основные методы определения местоположения (МП) объекта

Угломерный, дальномерный, разностно-дальномерный, комбинированный угломерно-дальномерный методы.

Литература [10]

ТЕМА 3.3. Основные характеристики и типы РТС

Радиолокационные, радионавигационные, радиовещательные, связные системы, комплексы. Основные их тактико-технические данные (ТТД), назначение.

Литература [6, 10]

ТЕМА 3.4. Методы измерения дальности

Фазовый, частотный, импульсный методы.

Литература [10]

ТЕМА 3.5. Методы измерения угловых координат

Фазовый, амплитудный, суммарно-разностный методы; метод, основанный на использовании остро направленных антенн.

Литература [10]

ТЕМА 3.6. Доплеровские системы для измерения скорости и угла сноса

Эффект Доплера. Применение его в радиолокации, радионавигации, автомобильном движении. Структурные схемы, принцип функционирования доплеровских радиотехнических систем.

Литература [4, 5, 6, 10]

ТЕМА 3.7. Распознавание радиолокационных целей

Радиолокационные системы опознания, принцип работы, ТТД.

Литература [10]

ТЕМА 3.8. Пассивная радиолокация

Физические основы пассивной радиолокации. Методы пассивной радиолокации: радиопеленгация, измерение дальности, измерение скорости объектов.

Литература [6, 10]

ТЕМА 3.9. Радиолокация с активным ответом

Физические основы, обобщенная структурная схема, уравнение дальности РЛС с активным ответом.

Литература [6, 10]

ТЕМА 3.10. Спутниковые радионавигационные системы (СРНС)

Обобщенная структурная схема СРНС. Принцип определения МП аппаратуры пользователя (АП) СРНС. Структурные схемы и назначение наземного командно-измерительного комплекса (КИК), аппаратуры космических аппаратов, аппаратуры пользователя. Характеристики и состав СРНС «Глонасс», «Navstar».

Литература [1, 13]

ТЕМА 3.11. Системы радиуправления

Общие сведения об управляемых объектах и способах управления. Системы управления и их характеристики. Комплексование РТС.

Литература [6, 10]

РАЗДЕЛ 4. РТС ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ (РТС ПИ)

ТЕМА 4.1. Назначение, функции, выполняемые РТС ПИ

Обобщенная структурная схема РТС ПИ, характеристики, классификация.

Литература [3]

ТЕМА 4.2. Многоканальные РТС ПИ

Системы с частотным и временным разделением каналов. Системы с разделением каналов по форме сигналов. Системы сотовой подвижной связи.

Литература [3]

РАЗДЕЛ 5. ЭЛЕКТРОМАГНИТНАЯ СОВМЕСТИМОСТЬ (ЭМС) РТС

ТЕМА 5.1. Причины обострения электромагнитной обстановки

Возможные пути обеспечения электромагнитной совместимости.

Литература [2, 11]

Рекомендуемая литература

1. Авиационная радионавигация / под ред. А. А. Сосновского. – М. : Транспорт, 1990.
2. Богданович, Б. М. Радиоприемные устройства / Б. М. Богданович, Н. И. Окулич. – Мн. : Выш. шк., 1991.
3. Борисов, В. А. Радиотехнические системы передачи информации / В. А. Борисов. – М. : Радио и связь, 1990.
4. Давыдов, П. С. Авиационная радиолокация / П. С. Давыдов, А. А. Сосновский, И. А. Хаймович. – М. : Транспорт, 1984.
5. Олянюк, П. В. Радионавигационные устройства и системы гражданской авиации / П. В. Олянюк, Г. П. Астафьев, В. В. Грачев. – М. : Транспорт, 1983.
6. Петряков, В. Б. Радиотехнические системы / В. Б. Петряков, В. Д. Кузенков. – М. : Радио и связь, 1985.
7. Радиопередающие устройства : учебник для вузов / Л. Е. Клягин, А. А. Ляховкин [и др.] ; под ред. В. В. Шахгильдяна. – М. : Связь, 1990.
8. Радиоприемные устройства / под ред. Л. Г. Барулина. – М. : Радио и связь, 1984.
9. Радиоприемные устройства / под ред. А. П. Жуковского. – М. : Высш. шк., 1989.
10. Радиотехнические системы / под ред. Ю. М. Казаринова. – М. : Высш. шк., 1991.
11. Радиоэлектронные устройства, системы и комплексы : учеб. пособие : в 7 ч. Ч. 1. Общие сведения о радиоэлектронных устройствах, системах и комплексах / сост. В. И. Капышев. – Мн. : МГВРК, 2004.
12. Рыжков, А. В. Синтезаторы частоты в технике радиосвязи / А. В. Рыжков, В. Н. Попов. – М. : Радио и связь, 1991.
13. Сетевые спутниковые радионавигационные системы / под ред. М. В. Дмитриева и В. С. Шебшаевича. – М. : Радио и связь, 1982.

2. Вопросы для самоподготовки по дисциплине «Радиоэлектронные устройства и комплексы» для студентов безотрывной формы обучения

1. Иерархия радиоэлектронных образований, основные термины, понятия и определения объектов изучения.

2. Структурная схема РПДУ, задачи, решаемые каскадами РПДУ, основные характеристики и параметры, классификация РПДУ, области применения.
3. Возбудители колебаний, обобщающая трехточечная схема автогенератора, двухконтурная схема.
4. Дестабилизирующие факторы, влияющие на стабильность частоты. Методы стабилизации частоты, кварцевая стабилизация.
5. Синтезаторы частоты. Характеристики и классификация синтезаторов, кварцевая стабилизация в диапазоне частот.
6. Усилители мощности – элементная база, режимы работы I и II рода, классификация режимов работы по напряженности, классам, нагрузочные характеристики. Схемотехника транзисторных усилителей мощности. Методика настройки.
7. Схемы питания и возбуждения транзисторных усилителей. Совместная работа нескольких транзисторов в одной ступени. Последовательное и параллельное включение транзисторов на общую нагрузку. Измерительные приборы в цепях усилителей мощности. Умножители частоты.
8. Амплитудная модуляция – характеристики, качественные показатели, параметры схемы амплитудных модуляторов – базовым напряжением смещения и коллекторным напряжением питания.
9. Угловая, частотная модуляции, параметры, характеристики. Схемы частотных модуляторов.
10. Однополосная и импульсная модуляция – параметры, характеристики, применение, практические схемы.
11. Радиопередающие устройства метрового и дециметрового диапазонов волн.
12. Передающие устройства на пролетных клистродах.
13. Магнетронные передатчики – принцип работы, применение, характеристики, импульсные модуляторы.
14. Принцип работы ламп бегущей и обратной волны. Применение этих ламп.
15. Назначение, функции, обобщенные структурные схемы РПрУ, характеристики, параметры, классификация РПрУ.
16. Виды входных цепей, основные характеристики, параметры, назначение.
17. Усилители радиосигналов – назначение, параметры, характеристики, требования к ним, схемы.

18. Преобразователи частоты – назначение, требования к ним. Схемы преобразователей частоты с отдельным и совмещенным гетеродином.
19. Диодные смесители метровых, дециметровых волн. Схемы, преимущество, принцип работы.
20. Усилители промежуточной частоты – назначение, параметры, требования к ним. Схемные разновидности УПЧ по характеру коллекторной нагрузки.
21. Детекторы АМ сигналов – назначение, параметры, характеристики. Схемы диодных АМ сигналов, прохождение токов, назначение элементов схемы.
22. Синхронные детекторы – принцип работы, преимущества, применение схемы.
23. Детекторы сигналов с однополосной боковой модуляцией (ОБМ).
24. Детекторы сигналов с фазовой модуляцией (ФМ) и частотной модуляцией (ЧМ).
25. Частотные дискриминаторы – принцип работы, преимущества. Частотные детекторы, работающие на принципе преобразования АМ в ШИМ.
26. Сопряжение контуров гетеродина и сигнала в одной, двух, трех точках поддиапазона.
27. Автоматическая подстройка частоты гетеродина (АПЧГ) и автоматическая регулировка усиления (АРУ) в РПрУ – назначение, схемы, принцип работы, качественные показатели.
28. Помехи радиоприема – основные источники помех, их характеристики и методы борьбы с помехами.
29. Усилители мощности НЧ – трансформаторные и бестрансформаторные (с однополярным и двухполярным питанием, с применением транзисторов одной и разной проводимости). Схемы, параметры, режимы работы транзисторов, прохождение токов.
30. Усилители напряжения ЗЧ – назначение, параметры, характеристики. Регуляторы громкости, тембра. Применение операционных усилителей (ОУ) в качестве предварительных каскадов УЗЧ.
31. Радиотехническая система – основные определения, понятия, физические основы функционирования.
32. Системы координат и основные методы определения место-

- положения (МП) объекта – угломерный и дальномерный.
33. Разностно-дальномерный и комбинированный угломерно-дальномерный методы определения МП объекта.
 34. Основные характеристики и типы радиотехнических систем.
 35. Методы измерения дальности – фазовый, частотный – структурные схемы, принцип работы, технические параметры.
 36. Импульсный метод измерения дальности. Структурная схема импульсной РЛС. Тактико-технические данные импульсных РЛС.
 37. Основное уравнение дальности в активной РЛС.
 38. Методы измерения угловых координат – максимума, минимума, равносигнальный при использовании остронаправленных антенн.
 39. Фазовый метод измерения угловых координат.
 40. Амплитудный суммарно-разностный метод измерения угловых координат.
 41. Индикаторы дальности.
 42. Индикаторы кругового обзора – типы, схемы, режимы работы.
 43. Автоматическое сопровождение по дальности в активной РЛС.
 44. Автоматическое сопровождение по угловым координатам (направлению) при коническом методе обзора пространства.
 45. Моноимпульсное сопровождение цели по угловым координатам – принцип, структурная схема. Прохождение сигналов.
 46. Структурная схема доплеровского измерителя скорости сноса самолета (ДИСС), прохождение сигналов, краткие теоретические сведения.
 47. Функциональная схема ДИСС, прохождение сигналов.
 48. Радиолокационные системы опознавания.
 49. Пассивная радиолокация – физические основы. Методы пассивной радиолокации: радиопеленгация, измерение дальности, измерение скорости объектов.
 50. Радиолокация с активным ответом – физические основы, обобщенная структурная схема, уравнение дальности РЛС с активным ответом.
 51. Помехи РЛС – активные маскирующие и методы защиты от них.
 52. Пассивные маскирующие помехи и методы защиты от них. Имитирующие помехи и принципы защиты от них.
 53. Обобщенная структурная схема спутниковой радионавигационной системы (СРНС), принцип определения МП аппара-

- туры пользователя (АП) СРНС.
54. Структурная схема наземного командно-измерительного комплекса (КИК), аппаратура космических аппаратов, аппаратура пользователя.
 55. Характеристики и состав спутниковых радионавигационных систем «Глонасс», «Navstar».
 56. Обобщенная структурная схема РТС передачи информации (ПИ), характеристики, классификация.
 57. Многоканальные РТС ПИ с частотным разделением каналов.
 58. Многоканальные РТС ПИ с временным разделением каналов.
 59. Системы сотовой подвижной связи.
 60. Причины обострения электромагнитной обстановки. Возможные пути обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС).

3. Контрольная работа

3.1. Требования к выполнению и оформлению контрольной работы

Контрольную работу необходимо выполнять строго придерживаясь своего варианта. Номер варианта выбирать по последней цифре шифра зачетной книжки 0, 1, 2, ..., 9.

Контрольная работа состоит из трех заданий. Задание 1 требует расчета бестрансформаторного УЗЧ. Параметры УЗЧ для каждого варианта указаны в табл. 3.1.

Задание 2 требует расчета каскада радиопередатчика. Исходные данные для каждого варианта приведены в табл. 3.2.

При ответе на вопросы необходимо привести схемы электрические принципиальные многокаскадного УЗЧ и трех выходных каскадов радиопередатчика. Схемы должны быть выполнены с соблюдением действующих государственных стандартов. Необходимо выполнить описание схем, т. е. привести назначение радиоэлементов, прохождение токов, функционирование каскадов радиоэлектронных устройств.

При выполнении расчетов после приведения формул расчета какого-то параметра, элемента требуется подставить числовые значения в каждую формулу с указанием размерности элементов формулы, необходима также текстовая расшифровка рассчиты-

ваемого параметра (I , U , P , C , L , K_u , K_p и т. д.).

Задание 3 предусматривает письменные ответы – один по радиопередающим устройствам, а второй по радиоприемным устройствам. При ответе на это задание требуется привести электрическую принципиальную схему каскада, назначение радиоэлементов, прохождение токов, функционирование каскада.

В процессе проведения расчетов приходится пользоваться входными, выходными, сквозными характеристиками транзисторов. Характеристики необходимо приводить на миллиметровой бумаге с указанием размерности параметров по осям X , Y . При оформлении контрольной работы пишется сначала задание, исходные данные (постановка вопроса), а потом следует ответ.

Оформление контрольной работы возможно в школьной тетради или на листах писчей бумаги (формат А4) рукописным способом или с применением печатающих средств ЭВМ. При рукописном исполнении требуется четкая каллиграфия.

3.2. Задания контрольной работы

Задание 1

Произведите электрический расчет каскадов схемы усилителя звуковой частоты, приведите схему электрическую принципиальную усилителя и описание его работы.

По данным табл. 3.1 необходимо выбрать схему усилителя, типы транзисторов; рассчитать все элементы, входящие в схему, частотные характеристики и коэффициент гармоник.

Так как параметры транзисторов, особенно коэффициент передачи тока, имеют большие разбросы, то при расчете отдельных каскадов на транзисторах высокая точность не требуется. Основные элементы схемы, особенно в цепях обратной связи, подбираются при настройке усилителя.

Для каждого транзистора должны быть рассчитаны следующие параметры:

- $I_{к0}$ – ток коллектора в рабочей точке;
- $U_{кэ0}$ – напряжение на коллекторе в рабочей точке;
- $I_{км}$ – амплитуда переменной составляющей тока коллектора;
- $U_{кэм}$ – амплитуда переменного напряжения на коллекторе;
- $I_{ср}$ – постоянная составляющая тока коллектора;

- P_{\sim} – полезная мощность, отдаваемая в нагрузку;

Таблица 3.1

Параметр	Обозначение параметра	Вариант задания 1									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Мощность в нагрузке, Вт	P_n	5	10	15	20	30	40	50	60	70	80
Сопrotивление нагрузки, Ом	R_n	4	6	8	4	6	8	4	4	4	4
Нижняя частота рабочего диапазона, Гц	F_n	20	30	40	20	30	40	20	30	40	20
Верхняя частота рабочего диапазона, Гц	F_e	10^4	$1,2 \cdot 10^4$	$1,5 \cdot 10^4$	$1,7 \cdot 10^4$	$2,0 \cdot 10^4$	10^4	$1,2 \cdot 10^4$	$1,5 \cdot 10^4$	$1,7 \cdot 10^4$	$2,0 \cdot 10^4$
Коэффициент гармоник, %	K_c	0,1	0,01	0,2	0,25	0,3	0,35	0,1	0,2	0,25	0,3
Рабочий диапазон температур, °С	T_{max}	+40	+50	+60	+70	+40	+50	+60	+70	+40	+50
	T_{min}	-20	-10	-5	-25	-20	-10	-5	-20	-25	-30
Чувствительность, В	U_{ex}	$1 \cdot 10^{-3}$	$2 \cdot 10^{-3}$	$3 \cdot 10^{-3}$	$4 \cdot 10^{-3}$	$5 \cdot 10^{-3}$	$6 \cdot 10^{-3}$	$7 \cdot 10^{-3}$	$8 \cdot 10^{-3}$	$9 \cdot 10^{-3}$	$1 \cdot 10^{-3}$
Входное сопротивление, кОм	R_{ex}	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14

- P_0 – мощность, потребляемая коллекторной цепью, от источника питания;
- $P_{кmax}$ – максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторе;
- $I_{б0}$ – ток базы в рабочей точке;
- $U_{бэ0}$ – напряжение на базе в рабочей точке;
- $I_{бm}$ – амплитуда переменной составляющей тока базы;
- $U_{бэм}$ – амплитуда переменного напряжения на базе;
- $P_б$ – мощность сигнала в базовой цепи.

Задание 2

Приведите схему электрическую принципиальную трех последних каскадов передатчика АМ колебаний – окончного каскада, модулятора и промежуточного усилителя мощности. Опишите назначение элементов и прохождение токов. По данным табл. 3.2 необходимо выбрать транзисторы окончного и предоконечного каскадов и произвести электрический расчет этих каскадов.

Задание 3

Приведите письменные ответы на вопросы, соответствующие своему варианту. При ответе на данные вопросы необходимо приводить схему электрическую принципиальную каскада, назначение элементов, принцип работы устройства.

Вариант 0

1. Частотный детектор, работающий по методу преобразования ЧМ в АМ с последующим детектированием АМ колебаний.
2. Проверка качественных показателей передатчика АМ колебаний.

Вариант 1

1. Структурная схема супергетеродинного приемника с двойным преобразованием частоты.
2. Причины нестабильности частоты автогенератора и методы стабилизации частоты.

Вариант 2

1. Входная цепь с емкостной связью антенны с контуром.
2. Автогенераторы по схеме обобщенной трехточки.

Таблица 3.2

Параметр	Обозначение параметра	Вариант задания 2									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Мощность в антенне, Вт	P_A	10	20	30	40	50	10	20	30	40	50
Длина волны, м	λ	30	40	50	100	200	300	400	500	800	1000
Сопротивление нагрузки, Ом	R_n	73	80	100	50	73	73	80	100	50	73
Вид модуляции	–	базовая	коллекторная	базовая	коллекторная	базовая	коллекторная	базовая	коллекторная	базовая	коллекторная
Угол отсечки Θ	<i>градус</i>	60	90	80	75	60	60	90	80	75	90

Вариант 3

1. Двухдиапазонная (ДВ и СВ) входная цепь с магнитной антенной.
2. Умножители частоты, контроль настройки.

Вариант 4

1. Частотный дискриминатор.
2. Импульсная модуляция колебаний ВЧ в передатчике.

Вариант 5

1. Преобразователь частоты с отдельным гетеродином.
2. Двухконтурные автогенераторы.

Вариант 6

1. Преобразователь частоты с совмещенным гетеродином.
2. Частотный модулятор передатчика.

Вариант 7

1. Диодные преобразователи частоты.
2. Синтезаторы частоты с цифровой петлей фазовой автоподстройки.

Вариант 8

1. УПЧ с фильтрами сосредоточенной селекции.
2. Генераторы с независимым (внешним) возбуждением, режимы работы активного элемента (АЭ) по напряженности.

Вариант 9

1. Амплитудные детекторы – квадратичный, линейный, синхронный.
2. Параллельное соединение активных элементов в выходном каскаде. Сложение мощностей.

4. Методические указания по выполнению задания 1 контрольной работы

4.1. Краткие теоретические сведения

Усилители звуковой частоты

Усилители звуковой или низкой частоты (УЗЧ или УНЧ) находят широкое применение в различных радиотехнических устройствах, комплексах-радиопередатчиках, магнитофонах,

телевизорах, эстрадных усилителях, бытовых радиокomплексах, домашних кинотеатрах и т. д. Обобщенная структурная схема УЗЧ представлена на рис. 4.1.

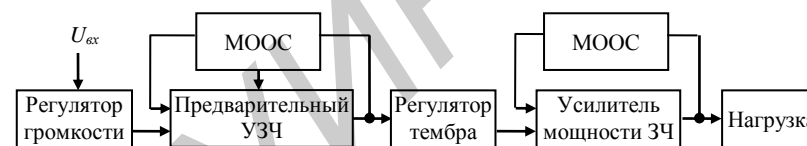


Рис. 4.1. Структурная схема УЗЧ

Так как уровень входных сигналов УЗЧ может изменяться в широких пределах, то для устранения перегрузки на входе стоит обычно регулятор громкости. Предварительный усилитель как правило является усилителем напряжения. Регулятор тембра изменяет форму амплитудной частотной характеристики УЗЧ, что приводит к изменению окраски звука на выходе. Усилитель мощности (УМ) предназначен для получения необходимой мощности в нагрузке. Для получения заданных качественных показателей предварительный усилитель (ПУ) и УМ охватываются местной и межкаскадной отрицательной обратной связью (МООС). Вид реальной схемы УЗЧ зависит от технических показателей УЗЧ, оговариваемых в технических условиях. Основными показателями из них являются – сопротивление нагрузки, выходная мощность, чувствительность, диапазон воспроизводимых частот, величина частотных и нелинейных искажений, входное и выходное сопротивление, пределы регулировки громкости, тембра и т. д. Все эти параметры в основном определяются назначением УЗЧ. Нагрузкой УЗЧ могут служить высокоомные наушники, динамики, акустические системы (АС), модулятор мощных радиопередатчиков. Следовательно, сопротивление нагрузки может изменяться от 2, 4, 6, 8 Ом (АС и динамики) до единиц килоом (наушники, модуляторы). В большом диапазоне может изменяться и выходная мощность – от сотых долей ватт (УЗЧ плеера) до сотен ватт (трансляционные усилители для озвучивания парков, площадей, стадионов). В последнем случае усилитель мощности, как правило, многокаскадный и включает в себя окончательный и несколько (2÷3) предоконечных каскадов.

Чувствительность УЗЧ оценивается минимальным входным

сигналом, при котором на выходе выделяется номинальная выходная мощность, т. е. максимальная мощность $P_{вых}$ при заданных нелинейных искажениях. Для получения высокой чувствительности применяются многокаскадные предварительные усилители напряжения. Работа одного каскада усилителя напряжения, тока, мощности оценивается коэффициентом усиления. Для усилителя напряжения это есть отношение

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = (50...200) \text{ раз}; \quad K_{u(\text{дБ})} = 20 \lg \frac{U_{вых}}{U_{вх}}.$$

Для K_j ; K_P – выражения аналогичные. В многокаскадном усилителе общий коэффициент усиления будет определяться уравнением

$$K_{U_{общ}} = K_{u1} \cdot K_{u2} \cdot K_{u3} \cdot \dots \cdot K_{un},$$

где K_{u1} , K_{u2} – коэффициенты усиления отдельных каскадов.

Качество работы УЗЧ оценивается коэффициентами частотных искажений $M_{НЧ}$, $M_{ВЧ}$, диапазоном воспроизводимых частот $F_{НЧ} \div F_{ВЧ}$, нелинейными и фазовыми искажениями.

При частотных искажениях коэффициент усиления усилителя меняется при изменении частоты входного сигнала, сохраняющего постоянную амплитуду. Зависимость коэффициента усиления УЗЧ от частоты отражает амплитудно-частотная характеристика (АЧХ), приведенная на рис. 4.2.

При изучении и расчете УЗЧ весь диапазон ЗЧ (20 ÷ 20 000 Гц) обычно разбивается на три поддиапазона:

- область низких частот (НЧ) – F_n от 20 до 200 Гц;
- область средних частот (СЧ) – F_{cp} от 200 до 3000 Гц;
- область высоких частот (ВЧ) – F_v от 3000 до 20 000 Гц.

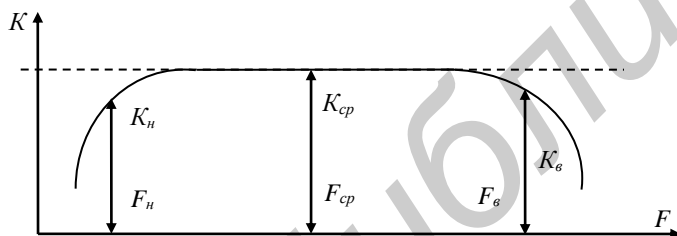


Рис. 4.2. АЧХ усилителя ЗЧ

За счет влияния реактивных элементов схемы (L и C) в об-

ластях НЧ и ВЧ коэффициент усиления УЗЧ падает. Степень уменьшения коэффициента усиления оценивается коэффициентами частотных искажений по НЧ и ВЧ по формулам:

$$M_n = \frac{K_{cp}}{K_n}; \quad M_v = \frac{K_{cp}}{K_v} \quad (\text{раз});$$

$$M_n = 20 \lg \frac{K_{cp}}{K_n}; \quad M_v = 20 \lg \frac{K_{cp}}{K_v} \quad (\text{дБ}).$$

На граничных частотах F_n и F_v коэффициент усиления УЗЧ уменьшается на 3 дБ (в $\sqrt{2}$ раз) по сравнению с коэффициентом усиления на СЧ. На качество воспроизведения фонограммы большое влияние оказывает так же неравномерность усиления в полосе пропускания $\Delta F = F_v - F_n$, которая в свою очередь может достигать – 3 кГц (телефония), 4,5 кГц (приемники АМ сигналов) и 15 ÷ 20 кГц (эстрадные УЗЧ). Неравномерность усиления должна быть минимальной.

Нелинейные искажения обусловлены нелинейностью вольт-амперных характеристик (ВАХ) транзисторов, что приводит к появлению гармоник сигнала на выходе УЗЧ, которые оцениваются коэффициентом гармоник

$$K_G = \frac{\sqrt{U_{m2}^2 + U_{m3}^2 + U_{m4}^2}}{U_{m1}} \cdot 100\%,$$

где U_{m1} , U_{m2} , U_{m3} , U_{m4} – амплитуды гармоник сигнала на выходе УЗЧ.

Коэффициент гармоник выражается в процентах. Возникают нелинейные искажения в основном в усилителях мощности, так как они работают при больших уровнях входного сигнала, при этом нелинейность ВАХ транзистора проявляется наиболее ярко. Для получения допустимых значений $K_G = 0,01 \div 0,1 \%$ в УЗЧ с большой выходной мощностью применяют глубокую отрицательную обратную связь (ООС).

Что касается фазовых искажений, то они не ощущаются на слух и при проектировании УЗЧ не учитываются, зато учитываются при проектировании усилителей импульсных сигналов.

Для получения возможно большого усиления входных сигналов необходимо иметь по возможности большее и входное сопротивление ($R_{вх}$). Максимальное усиление сигнала происходит при

согласовании сопротивлений нагрузки и источника входного сигнала (R_{ex}). Регуляторы громкости, тембра по НЧ и ВЧ осуществляют изменение выходного сигнала в области СЧ, НЧ, ВЧ соответственно, и эффективность их оценивается коэффициентом

$$K = 20 \lg \frac{U_{вых\ max}}{U_{вых\ min}} \text{ (дБ)}$$

для каждой области частот ЗЧ. В реальных УЗЧ регулировка громкости достигает $20 \div 30$ дБ, а регулировка тембра – $30 \div 50$ дБ.

Большое значение для работы УЗЧ имеет величина напряжения питания E_{num} . В зависимости от назначения питание УЗЧ может быть батарейным, от аккумуляторов автомашины, от промышленной электросети ($U_c = 220$ В, $f = 50$ Гц) или бортсети ($U_c = 110$ В, $f = 400$ Гц). В связи с этим установлен ряд номинальных значений E_{num} : 3; 4,5; 6; 9; 12 В (батарейное питание) и 10; 15; 20; 25; 30 В и т. д. (питание от сети). Следует отметить, что величина E_{num} связана с максимальной выходной мощностью $P_{вых}$ и сопротивлением нагрузки R_n . Для рассматриваемых ниже бестрансформаторных схем с однополярным питанием справедливо соотношение

$$P_{вых} = 0,1 \frac{E_{num}^2}{R_n}$$

Таким образом, при заданном R_n акустической системы для повышения $P_{вых}$ УЗЧ необходимо увеличивать E_{num} .

Бестрансформаторные каскады усилителя ЗЧ

Для усиления мощности звуковых колебаний наиболее широко применяются бестрансформаторные каскады усилителей. Отсутствие в этих каскадах трансформатора позволяет значительно улучшить качественные показатели усилителя – снизить частотные, нелинейные искажения, вес, габариты, стоимость.

В настоящее время существует два класса таких усилителей – с однополярным и двухполярным питанием (с емкостной или непосредственной связью). В свою очередь усилитель каждого класса может быть выполнен на транзисторах разной проводимости (комплементарные пары) и на транзисторах одной проводимости (рис. 4.3 и 4.4).

При использовании комплементарной пары транзисторов (рис. 4.3) на вход каждого транзистора подается напряжение

возбуждения U_{ax1} и U_{ax2} одинаковой фазы. При этом при положительной полуволне U_{ax} открывается VT1 и закрывается VT2. В схеме рис. 4.3, а через открытый VT1 происходит заряд разделительного конденсатора C_p по цепи: $+E$; коллектор–эмиттер VT1, C_p , R_n , корпус ($-E$). В следующий полупериод напряжения сигнала будет открыт VT2 и закрыт VT1. Заряженный ранее конденсатор C_p до напряжения $0,5E_{num}$ будет теперь стремиться разрядиться по цепи: $+U_{cp}$, эмиттер–коллектор VT2, корпус, R_n , $-U_{cp}$. За счет большой величины разделительной емкости напряжение на ней, равное $0,5E_{num}$, при заряде и разряде изменяется незначительно. Когда открыт транзистор VT1, то напряжение на нагрузке может достигать значения

$$U_{mi} = E_{num} - U_{cp} - U_{кост} = 0,5E_{num} - U_{кост},$$

где $U_{кост}$ – остаточное напряжение на коллекторе ($1 \div 2$ В).

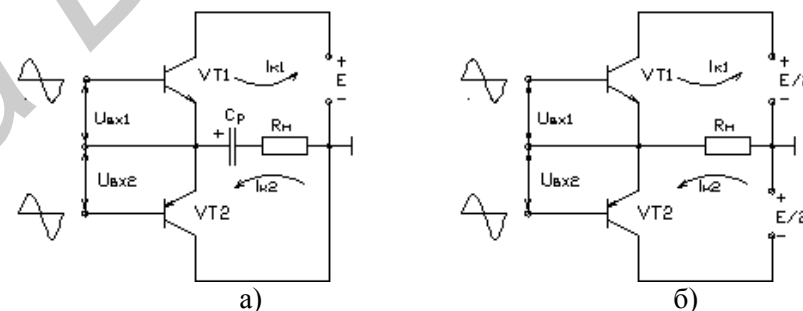


Рис. 4.3. Оконечный каскад на комплементарных транзисторах с емкостной (а) и непосредственной (б) связью

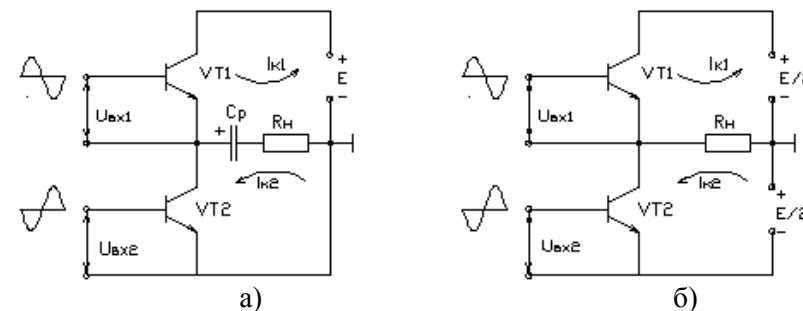


Рис. 4.4. Оконечный каскад на транзисторах одинаковой структуры с емкостной (а) и непосредственной (б) связью

При открытом транзисторе VT2 (закрытом VT1) напряжением питания является напряжение на разделительном конденсаторе C_p . Напряжение на нагрузке будет определяться уравнением

$$U_{ми} = U_{cp} - U_{кост} = 0,5E_{пит} - U_{кост}.$$

Таким образом, при равенстве параметров транзисторов VT1 и VT2 амплитуды положительной полуволны (заряд C_p) и отрицательной полуволны (разряд C_p) напряжений на нагрузке равны (рис. 4.5).

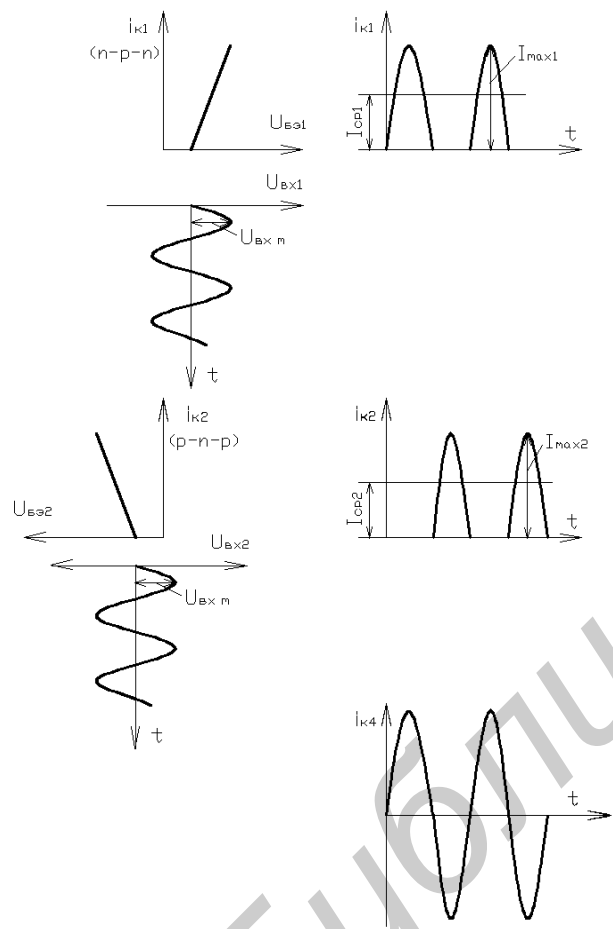


Рис. 4.5. Временная диаграмма двухтактного оконечного каскада на комплементарных транзисторах

Схема рис. 4.3, б работает аналогично. Отсутствие разделительного конденсатора C_p потребовало введения двухполярного питания $\pm 0,5E_{пит}$. Транзисторы VT1 и VT2 работают поочередно так же. Отсутствие конденсатора C_p привело и к плюсу, и к минусу. При отсутствии C_p исчезли щелчки в динамике в момент включения (выключения) усилителя за счет заряда (разряда) C_p . Казалось бы, преимущество в исчезновении лишней детали C_p , но зато требуется двухполярный источник питания с двумя фильтрами. Схемы рис. 4.4, а, б работают аналогично, транзисторы здесь одной проводимости и для поочередного открывания их требуются противофазные напряжения возбуждения $U_{вх1}$ и $U_{вх2}$ (рис. 4.6). Эти напряжения должен обеспечить стоящий на входе фазоинверсный каскад (ФИК).

На рис. 4.7 представлена реальная схема усилителя мощности ЗЧ на комплементарных транзисторах.

В эмиттеры транзисторов VT3, VT4 включены небольшие сопротивления R9, R10 величиной $0,1 \div 1$ Ом. Эти резисторы служат для эмиттерной стабилизации. Они выравнивают коэффициенты усиления плеч выходного каскада и стабилизируют положение рабочей точки. Предоконечный каскад выполнен на транзисторах VT1, VT2 одной проводимости. Элементы R1, C1 образуют фильтр для устранения положительной обратной связи по цепям питания. Резистивный делитель из элементов R1, R2, R3 служит для создания необходимого напряжения смещения. Цепочка R5, C3 служит для создания местной отрицательной обратной связи по переменному току, что приводит к увеличению входного сопротивления и расширению полосы пропускания. Емкость конденсатора C3 должна быть выбрана достаточно большой, чтобы его сопротивление на самой низкой частоте сигнала F_n составляло единицы ом, при этом переменная составляющая тока эмиттера VT1 через R5 и C3 уходит на корпус. Постоянная составляющая тока эмиттера протекает через R6, R10 и эмиттер-коллектор VT4 на корпус. Через резистор R6 осуществляется местная отрицательная обратная связь по постоянному току, что необходимо для температурной стабилизации режимов транзисторов и получения в точке М напряжения, равного $0,5E_k$. Через цепочку R6, R5, C3 осуществляется также межкаскадная ООС по переменному току, которая стабилизирует коэффициент усиления всего усилителя и уменьшает нелинейные и частотные искажения.

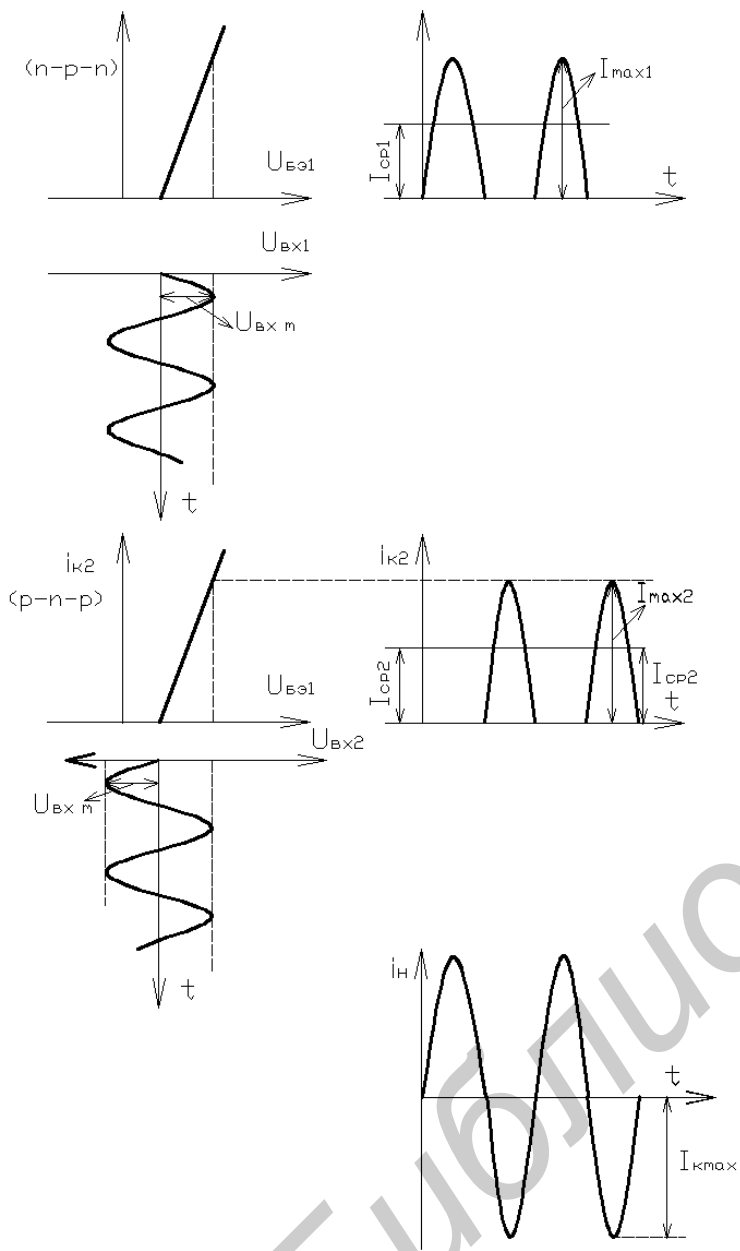


Рис. 4.6. Временная диаграмма двухтактного оконечного каскада на транзисторах одинаковой структуры

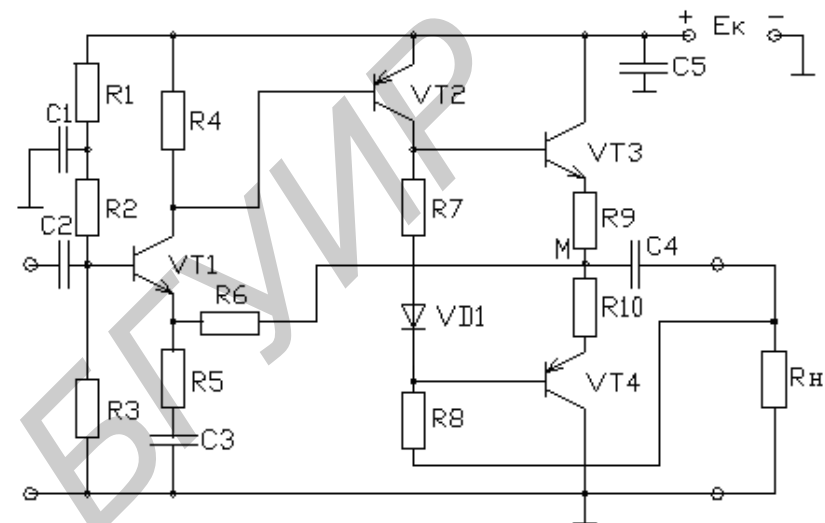


Рис. 4.7. Усилитель на комплементарных транзисторах

Резистор R4 является коллекторной нагрузкой транзистора VT1 вместе с сопротивлением перехода эмиттер–база VT2. Усиленный сигнал с коллектора VT1 подается на базу VT2, включенного по схеме ОЭ. Ток коллектора VT2 протекает по цепи: $+E_k$; эмиттер–коллектор VT2, R7, VD1, R8, R_n и корпус. Цепь R7, VD1 служит для создания напряжения смещения на базах VT3, VT4 и температурной стабилизации режимов транзисторов за счет диода VD1. Через резистор R8 осуществляется положительная обратная связь (ПОС), которая увеличивает переменные составляющие на входе транзисторов VT3, VT4. Напряжение сигнала в нагрузку R_n подается через разделительный конденсатор C4. Так как сопротивление этой емкости должно быть значительно меньше низкоомной нагрузки ($R_n = 4 \div 8 \text{ Ом}$) по самой низкой частоте сигнала, то величина этой емкости большая $1000 \div 2000 \text{ мкФ}$. Конденсатор C5 – фильтрующий в цепи питания.

Схема рис. 4.8 работает аналогично. В оконечном каскаде используются составные транзисторы VT3, VT5 и VT4, VT6.

Резисторы R11, R12 служат для обеспечения смещения на базах VT5, VT6 и для повышения стабильности за счет местной обратной связи. Составные транзисторы включены по схеме ОЭ–ОЭ. Составные транзисторы можно заменить одним эквивалентным с новыми параметрами. При этом схема преобразуется в схему рис. 4.7.

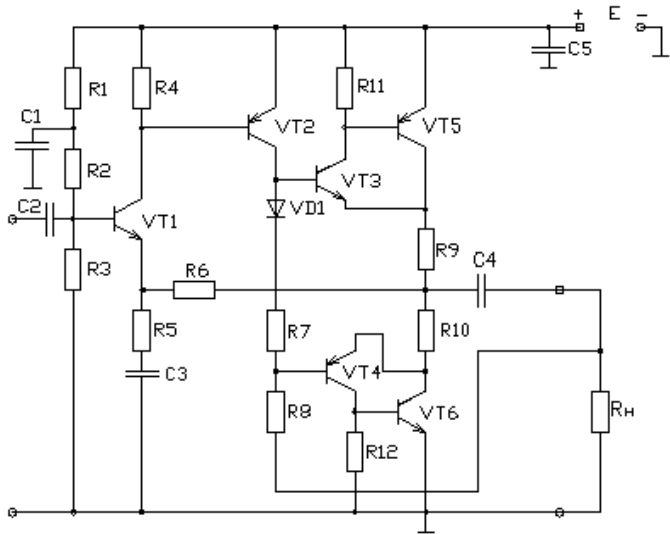


Рис. 4.8. Усилитель на составных комплементарных транзисторах

На рис. 4.9 выходной каскад выполнен на транзисторах одной полярности VT5, VT6.

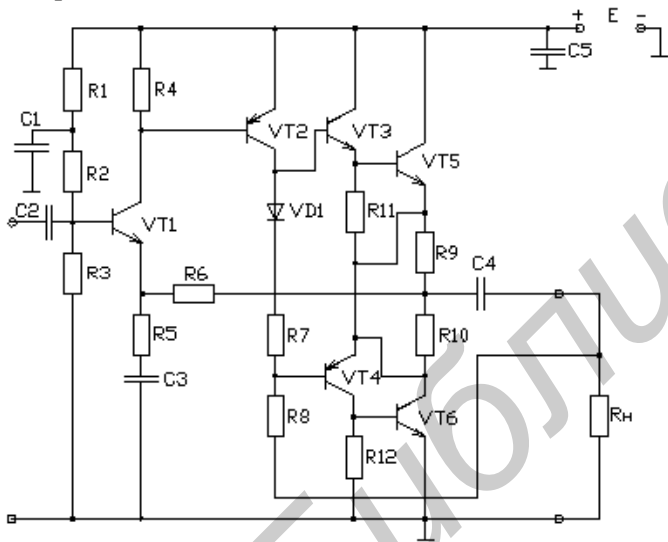


Рис. 4.9. Усилитель на составных квазикомплементарных транзисторах

Фазоинверсный каскад выполнен на транзисторах разной проводимости VT3, VT4. За счет разной проводимости VT3, VT4 открывание их происходит поочередно. Это приводит к поочередному открыванию VT5, VT6. Остальные элементы схемы выполняют описанные ранее функции.

4.2. Электрический расчет оконечного каскада усилителя (ОКУ)

4.2.1. Расчет напряжения источника питания и выбор транзисторов ОКУ

Напряжение источника питания E , мощность в нагрузке P_n и сопротивление нагрузки R_n жестко связаны между собой. При заданных P_n и R_n напряжение источника питания определяется однозначно зависимостью:

$$E = \sqrt{8P_n R_n} \left(1 + \frac{R_9}{R_n} \right) \xi^{-1}, \quad (4.1)$$

где ξ – коэффициент использования напряжения;

R_9 – стабилизирующий резистор в цепи эмиттера.

Если положить, что $R_9 = R_{10} = 0,05R_n$ и $\xi = 0,95$, то

$$E = \sqrt{10P_n R_n}. \quad (4.2)$$

Для выбора транзистора по исходным данным необходимо сделать предварительные расчеты.

Максимальное напряжение между коллектором и эмиттером может быть равно напряжению источника питания E .

Максимальный ток коллектора определяется из условия

$$I_{\max} \geq \sqrt{2 \frac{P'_\sim}{R_n}}, \quad (4.3)$$

где P'_\sim – мощность, которую должны обеспечить транзисторы обоих плеч с учетом потерь в цепях эмиттеров.

$$P'_\sim = 1,2P_n. \quad (4.4)$$

Граничная частота усиления по току выбирается из условия

$$f_{cp} = (2 \dots 4) f_{\text{вч}} \cdot h_{21\text{э}}, \quad (4.5)$$

где $f_{\text{вч}}$ – верхняя граничная частота, заданная в исходных данных;

$h_{21\text{э}}$ – коэффициент передачи по току, взятый равным 50.

По полученным данным P'_\sim , E , I_{max} , f_{cp} по справочнику подбираются комплементарные пары транзисторов.

Если в справочниках приводятся $h_{21эmax}$ и $h_{21эmin}$, то коэффициент передачи тока выбирается

$$h_{21э} = \frac{h_{21эmax} + h_{21эmin}}{2}$$

При правильном выборе транзисторов должны соблюдаться условия

$$P_{кmax} \geq (0,25...0,3)P'_\sim;$$

$$I_{кmax} \geq (1,1...1,3)I_{max};$$

$$U_{кэmax} \geq (1,1...1,2)E.$$

Справочные данные выбранных транзисторов заносятся в табл. 4.1 для удобства при дальнейших расчетах.

Т а б л и ц а 4.1

Транзистор		f_{cp} , МГц	$P_{кmax}$, Вт	$U_{кэmax}$, В	$I_{кmax}$, А	$t_{пер}$, °С	$h_{21э}$		$R_{л.к.}$, °С/Вт
тип	структура						min	max	

4.2.2. Расчет отдаваемой мощности

Расчет отдаваемой окончательным каскадом мощности с выбранными транзисторами выполняется графоаналитическим методом по семейству выходных характеристик транзистора (рис. 4.10).

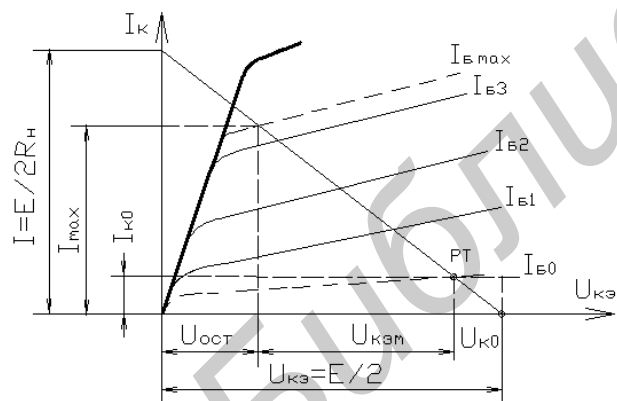


Рис. 4.10. Выходная характеристика транзистора

Для этого строится на семействе выходных характеристик нагрузочная прямая по двум точкам.

На оси $U_{кэ}$ отмечается точка, соответствующая $U_{кэ} = \frac{E}{2}$.

На оси $I_{к}$ отмечается точка, соответствующая $I = \frac{E}{2R_{н}}$.

На оси $I_{к}$ откладывается максимальный ток коллектора, рассчитанный ранее. Проведя построения, определяем остаточное напряжение $U_{ост}$.

Амплитуда выходного напряжения определяется из условия $U_{кэm} = U_{кэ0} - U_{ост} \approx 0,5E - U_{ост}$. (4.6)

Отдаваемая каскадом мощность определяется из условия $P_\sim = 0,5U_{кэm} \cdot I_{кm} = 0,5U_{кэm} \cdot 0,9I_{кmax}$. (4.7)

Полученную величину мощности сравниваем с мощностью P'_\sim , которую должны обеспечить транзисторы.

Если выполняется условие $P_\sim \geq P'_\sim$, то режим работы выбран правильно.

4.2.3. Расчет базовой цепи транзисторов окончательного каскада

Для повышения экономичности режима работы транзистора ток коллектора в рабочей точке (точке покоя) $I_{к0}$ выбирается по возможности меньшим, но чтобы не появились сильные нелинейные искажения

$$I_{к0} = (0,05...0,03)I_{max}$$

Полученное значение $I_{к0}$ округляем до значения, которое удобно отметить на характеристике.

Для определения входного тока $I_{б}$ на оси $I_{к}$ семейства выходных характеристик отмечаем полученное значение $I_{к0}$ и проводим из полученной точки прямую, параллельную оси $U_{кэ}$ (рис. 4.10).

Точка пересечения горизонтальной линии $I_{к0}$ с линией нагрузки будет точкой исходного рабочего режима (РТ).

Характеристика, проходящая через РТ, будет соответствовать току базы в рабочей точке $I_{б0}$.

Характеристика, проходящая через пересечение I_{max} с нагрузочной прямой, будет соответствовать максимальному току базы $I_{бmax}$.

По входной статической характеристике транзистора (рис. 4.11) определяем графически напряжения и токи в базовой цепи.

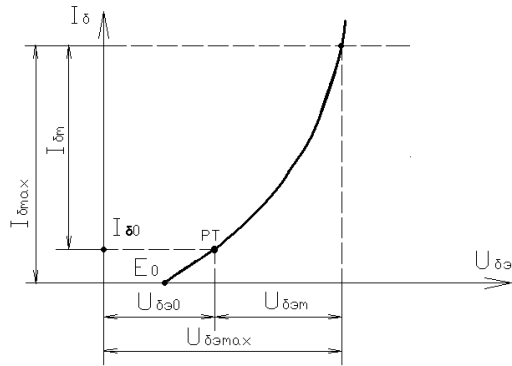


Рис. 4.11. Входная характеристика транзистора

Для этого отмечаем на входной характеристике значения токов $I_{\delta 0}$ и $I_{\delta \max}$ и определяем соответствующие им напряжения:

- напряжение смещения $U_{\delta \varepsilon 0}$;
- амплитуду переменного напряжения на базе (входного напряжения) одного плеча схемы:

$$U_{\delta \varepsilon \text{т}} = U_{\delta \varepsilon \text{max}} - U_{\delta \varepsilon 0};$$

- амплитуду тока базы:

$$I_{\delta \text{т}} = I_{\delta \text{max}} - I_{\delta 0}.$$

Так как транзисторы оконечного каскада включены по схеме с общим коллектором, а также в цепь эмиттеров включены стабилизирующие резисторы R9, R10, то в оконечном каскаде будет иметь место местная ООС.

Поэтому с учетом ООС амплитуда входного напряжения на базах транзисторов определяется по формуле

$$U_{\delta \varepsilon \text{тVT4}} = U_{\delta \varepsilon \text{тVT5}} = U_{\text{ex нл}} = U_{\delta \varepsilon \text{т}} + I_{\text{кт}} R9 + U_{\text{тн}}, \quad (4.8)$$

где $U_{\delta \varepsilon \text{т}}$ – амплитуда переменной составляющей, определяемая по входной характеристике;

$I_{\text{кт}} = (0,95 \div 0,97) I_{\text{max}}$ – амплитуда тока коллектора;

I_{max} – максимальный ток коллектора, взятый по выходной характеристике;

$U_{\text{тн}} = I_{\text{кт}} R_{\text{н}}$ – максимальная амплитуда выходного напряжения;

$R9 = R10 = 0,05 R_{\text{н}}$ – выравнивающие резисторы.

Входное сопротивление одного плеча оконечного каскада с учетом ООС определяется по формуле

$$R_{\text{ex нл}} = \frac{U_{\text{ex нл}}}{I_{\delta \text{т}}}. \quad (4.9)$$

Мощность усиливаемого сигнала на входе одного плеча оконечного каскада определяется по формуле

$$P_{\text{ex~нл}} = 0,5 U_{\text{ex нл}} \cdot I_{\delta \text{т}}. \quad (4.10)$$

4.2.4. Расчет элементов схемы и поверхности радиатора

Величина емкости разделительного конденсатора C4 определяется по формуле:

$$C4 = \frac{10}{2\pi f_{\text{нч}} R'_{\text{н}}}, \quad (4.11)$$

где $R'_{\text{н}}$ – эквивалентное сопротивление нагрузки усилителя.

$$R'_{\text{н}} = R_{\text{н}} + R_{\text{вых ОКУ}}. \quad (4.12)$$

Для определения выходного сопротивления оконечного каскада надо предварительно рассчитать величину резистора R8, задающего режим работы транзистора VT2 по постоянному току, из условия

$$R8 = \frac{E}{2I_{\text{к0VT2}}}, \quad (4.13)$$

где $I_{\text{к0VT2}} = 2,5 I_{\text{бт0ку}}$.

Выходное сопротивление определяется по формуле

$$R_{\text{вых ОКУ}} = \frac{R8 + r'_0}{h_{21\beta} + 1} + r_3 + R9,$$

где r'_0 – объемное сопротивление базы, равное 20÷40 Ом;

r_3 – сопротивление эмиттера, определяемое по формуле

$$r_3 = \frac{25}{I_{\text{к0}}, \text{МА}} \text{Ом}.$$

Определив все входящие в выходное сопротивление величины, вычисляем емкость разделительного конденсатора C4.

Выходное сопротивление ОКУ в расчетах возьмем

$$R_{\text{вых ОКУ}} = (1,2 \dots 1,3) R_{\text{н}}. \quad (4.14)$$

Чтобы рассчитать поверхность радиатора охлаждения, опре-

делим мощность, рассеиваемую на коллекторе транзистора оконечного каскада, по формуле

$$P_k = \frac{0,1U_{кэ0}^2}{R_n} = 0,4P_n' \quad (4.15)$$

Сравним полученную величину P_k с максимальной мощностью рассеивания из справочных данных. При этом должно соблюдаться условие

$$P_{k \max} > P_k.$$

Поверхность радиатора рассчитывается по формуле

$$S_{\text{рад}}(\text{см}^2) = \frac{1400P_k}{T_{n \max} - T_{c \max} - P_k \cdot R_{nk}}, \quad (4.16)$$

где $T_{n \max}$ – максимальная температура перехода в условиях эксплуатации,

$$T_{n \max} = (0,5 \dots 0,9) \cdot t_{\text{пер}}, \quad (4.17)$$

где $t_{\text{пер}}$ – температура перехода транзистора из справочных данных;

$T_{c \max}$ – максимальная температура окружающей среды из технического задания на курсовой проект;

R_{nk} – тепловое сопротивление переход–корпус из справочных данных транзистора.

4.2.5. Расчет частотной характеристики оконечного каскада

Расчет частотной характеристики оконечного каскада выполняется только в области нижних частот, так как в области верхних частот она определяется выбранным транзистором.

Коэффициент частотных искажений определяется по формуле

$$M_{HЧ} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{HЧ} \cdot (R_n + R_{\text{вых оку}}) \cdot C4} \right)^2}, \quad (4.18)$$

где $M_{HЧ}$ – коэффициент частотных искажений в области нижних частот;

$C4$ – емкость разделительного конденсатора.

Расчет производится для трех значений частот $0,5f_{HЧ}$, $f_{HЧ}$, $2f_{HЧ}$. Полученные данные заносятся в табл. 4.2.

Т а б л и ц а 4.2

Значение искажений	$0,5f_{HЧ}$	$f_{HЧ}$	$2f_{HЧ}$
$M_{HЧ}$, отн. ед.			
$M_{HЧ}$, дБ			
$U_{HЧ} = \frac{1}{M_{HЧ}}$			

По полученным данным строим АЧХ (рис. 4.12).

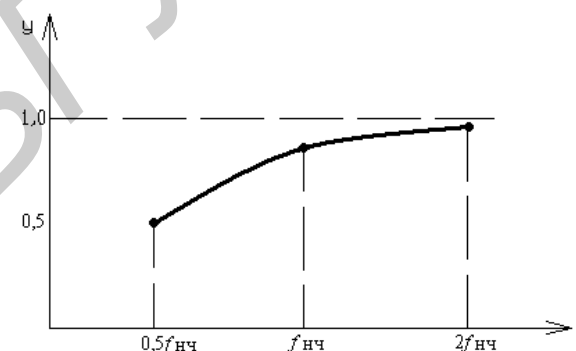


Рис. 4.12. Амплитудно-частотная характеристика оконечного каскада

4.2.6. Расчет коэффициента гармоник оконечного каскада

Так как оконечный каскад работает при больших входных сигналах, то нелинейные искажения возникают в основном в оконечном каскаде. Хотя и предоконечный каскад может вносить существенные нелинейные искажения.

Расчет коэффициента гармоник, определяющего нелинейные искажения, проведем только для оконечного каскада.

В транзисторных усилителях нелинейные искажения возникают за счет нелинейности входных и выходных характеристик транзистора.

Сквозная динамическая характеристика представляет собой зависимость выходного тока коллектора от ЭДС источника сигнала, действующей на входе рассчитываемого каскада. Она объединяет обе характеристики и учитывает одновременно нелинейные искажения обеих.

Таблица 4.3

Величина	РТ	Точки					Максимальное значение
		1	2	3	4	...	
I_k, A	I_{k0}						I_{kmax}
I_b, mA	I_{b0}						I_{bmax}
$U_{бэ}, B$	$U_{бэ0}$						$U_{бэmax}$
e_u, B							

Сквозная динамическая характеристика для выбранного транзистора строится по входным и выходным характеристикам (рис. 4.13).

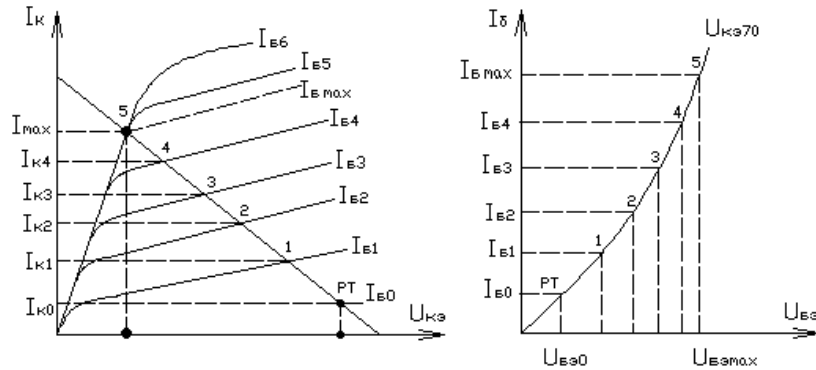


Рис. 4.13. Определение данных для построения сквозной динамической характеристики

Напряжение источника сигнала одного плеча схемы оконечного каскада с учетом обратной связи и схемы включения транзистора с общим коллектором определяется по формуле

$$e_u = U_{бэ} + I_b \cdot R_u + I_k \cdot R_u + I_k \cdot R_9, \quad (4.19)$$

где R_u – сопротивление источника сигнала для оконечного каскада, определяется из условия

$$R_u \approx R_8, \quad R_8 = \frac{E}{2I_{к0VT2}}, \quad I_{к0VT2} = 2,5I_{бmaxоку}. \quad (4.20)$$

Порядок построения сквозной динамической характеристики следующий:

- 1) задаемся током коллектора в рабочей точке I_{k0} ;
- 2) определяем ток базы в рабочей точке I_{b0} ;
- 3) откладываем на входной характеристике значение I_{b0} и определяем для нее $U_{бэ0}$;
- 4) рассчитываем значение ЭДС источника сигнала для этой точки по формуле (4.19);
- 5) задаемся током коллектора I_{k1} ;
- 6) определяем ток базы I_{b1} и т. д.

Таким образом для примера, приведенного выше, получаем шесть точек.

Данные сводим в табл. 4.3.

По полученным данным строим сквозную динамическую характеристику

$$I_k = f(e_u).$$

Расстояние между крайними точками сквозной динамической характеристики по оси e_u – это амплитуда источника сигнала, действующего на входе оконечного каскада (рис. 4.14).

Определение коэффициента гармоник проведем методом пяти ординат.

При полной симметрии плеч искажения по второй гармонике компенсируются. В реальных условиях плечи всегда несколько несимметричны. С учетом несимметрии плеч коэффициент нелинейных искажений по второй гармонике определяется по формуле

$$K_{с2} = \frac{B}{2(2+B)}, \quad (4.21)$$

где B – коэффициент асимметрии плеч схемы, выбирается из условия $B = 0,1 \dots 0,2$.

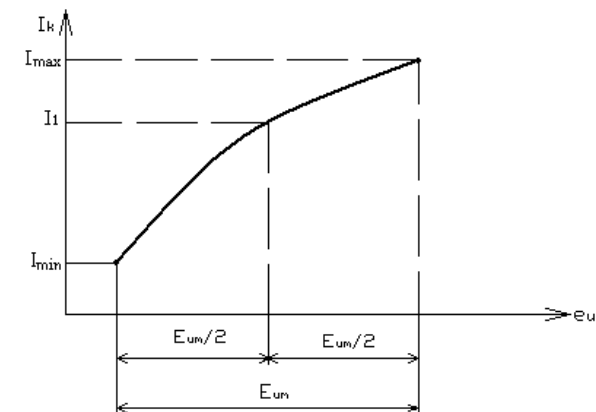


Рис. 4.14. Сквозная динамическая характеристика

Коэффициент нелинейных искажений по третьей гармонике без учета ООС определяется по формуле

$$K_{z3} = \left| \frac{I_{\max} - 2I_1}{2(I_{\max} + I_1)} \right| \quad (4.22)$$

Общий коэффициент гармоник рассчитывается по формуле

$$K_{z03} = \sqrt{K_{z2}^2 + K_{z3}^2} \quad (4.23)$$

Полученный K_{z03} рассчитан в предположении, что транзисторы оконечного каскада включены по схеме с ОЭ. Так как они включены по схеме с ОК, то за счет обратной связи

$$K_{z0к} = K_{z03}(1 - K_{исч}) \quad (4.24)$$

где $K_{исч}$ – коэффициент усиления ОК на средних частотах.

$$K_{исч} = \frac{U_{кэм}}{U_{вх\ m\ нл}} \quad (4.25)$$

где $U_{кэм}$, $U_{вх\ m\ нл}$ берутся из расчета оконечного каскада.

4.3. Электрический расчет предоконечного каскада

Для электрического расчета предоконечного каскада необходимо выписать данные из технического задания и из расчета оконечного каскада, которые будут использоваться в процессе расчета.

Данные из технического задания:

- нижняя граничная частота диапазона рабочих частот $f_{Нч}$;
- верхняя граничная частота диапазона рабочих частот $f_{Вч}$;
- коэффициент гармоник K_z .

Данные из расчета оконечного каскада:

- входная мощность сигнала одного плеча схемы $P_{вх\sim\ нл}$;
- амплитуда входного тока $I_{бм\ нл}$;
- напряжение источника питания E , смещения $U_{бэ0}$;
- токи покоя $I_{к0}$, $I_{б0}$.

4.3.1. Расчет коллекторной цепи и выбор транзистора VT2

Так как часть полезной мощности сигнала теряется в цепях транзистора VT2, то мощность сигнала, которую должен отдавать транзистор VT2, должна быть больше мощности, которая

необходима на входе транзистора оконечного каскада. Она определяется из соотношения

$$P_{\sim VT2} = (1,1 \dots 1,2) P_{вх\sim\ нл}$$

Амплитуда тока сигнала в коллекторной цепи транзистора VT2 также превышает ток базовой цепи транзистора оконечного каскада и определяется из соотношения

$$I_{кмVT2} = (1,1 \dots 1,2) I_{бм\ нл}$$

Транзистор VT2 работает в режиме А, поэтому можно считать, что ток коллектора в рабочей точке примерно равен амплитуде переменной составляющей

$$I_{к0VT2} \approx I_{кмVT2}$$

Из-за нелинейности характеристик необходимо выбрать

$$I_{к0VT2} = (1,1 \dots 1,2) I_{кмVT2}$$

Максимальный ток коллектора транзистора VT2 определяется соотношением

$$I_{к\max VT2} = I_{к0VT2} + I_{кмVT2} \quad (4.26)$$

Максимальное напряжение между коллектором и эмиттером транзистора VT2 равно напряжению источника питания E .

$$U_{кэ\max VT2} \approx E$$

Граничная частота усиления по току транзистора VT2 рассчитывается с большим запасом, чем для транзисторов оконечного каскада по формуле

$$f_{зр} \geq (7 \dots 10) f_{вч} \cdot h_{21\beta} \quad (4.27)$$

По рассчитанным значениям $P_{\sim VT2}$, $I_{к\max VT2}$, E , $f_{зр}$ из справочника подбираем транзистор с максимально возможным коэффициентом передачи тока.

При правильно выбранном транзисторе должны соблюдаться условия:

$$P_{к\max} > 2,5 P_{\sim VT2};$$

$$I_{к\max} > (1,1 \dots 1,2) I_{к\max VT2};$$

$$U_{кэ\max} > (1,1 \dots 1,2) E$$

Граничная частота выбранного транзистора выше рассчитанной.

Справочные данные для удобства расчета сводим в табл. 4.4.

Определяется напряжение на R7 и диоде VD1 или между базами VT3, VT4

$$U_{\beta VT3} - U_{\beta VT4} = U_{\beta \beta VT3} + I_{\beta 0} \cdot R9 + I_{\beta} \cdot R10 + U_{\beta \beta VT4} = 2(U_{\beta \beta VT4} + I_{\beta 0} \cdot R9),$$

так как комплементарные транзисторы обладают одинаковыми параметрами и $R9 = R10 = 0,05R_n$,

$$I_{\beta 0} = I_{\beta 0 VT3} = I_{\beta 0 VT4}.$$

Т а б л и ц а 4.4

Транзистор		f_{cp} , МГц	$P_{кmax}$, Вт	$U_{кэmax}$, В	$I_{кmax}$, А	$h_{21эmin}$	$h_{21эmax}$
тип	структура						

Выбираем диод VD1 так, чтобы $I_{np} > I_{\beta 0 VT2}$. У большинства маломощных кремниевых диодов $U_{np} = 0,5 \div 0,8$ В при $I_{np} \leq 20$ мА, для германиевых диодов $U_{np} = 0,1 \div 0,3$ В. С учетом этого определяется величина сопротивления R7 по уравнению

$$R7 = \frac{2(U_{\beta \beta VT3} + I_{\beta 0 VT3} \cdot R9) - U_{npVD1}}{I_{\beta 0 VT2} - I_{\beta 0 VT3}}. \quad (4.28)$$

4.3.2. Расчет базовой цепи транзистора VT2

Амплитуда входного тока выбирается из условий наихудшего транзистора

$$I_{\beta m VT2} = \frac{I_{кмVT2}}{h_{21э min}}. \quad (4.29)$$

Ток базы в рабочей точке также выбирается из условий наихудшего транзистора

$$I_{\beta 0 VT2} = \frac{I_{\beta 0 VT2}}{h_{21э min}}. \quad (4.30)$$

$I_{\beta 0 VT2}$, $I_{кмVT2}$, рассчитанные для коллекторной цепи транзистора VT2.

Напряжение смещения транзистора VT2 $U_{\beta \beta 0}$ определяется по входной характеристике выбранного транзистора по $I_{\beta 0 VT2}$.

Входное сопротивление транзистора определяется по входной характеристике, причем, если рабочая точка лежит на нелинейном участке характеристики, то методом касательной (рис. 4.15)

$$R_{\beta VT2} = \frac{\Delta U_{\beta \beta}}{\Delta I_{\beta}}. \quad (4.31)$$

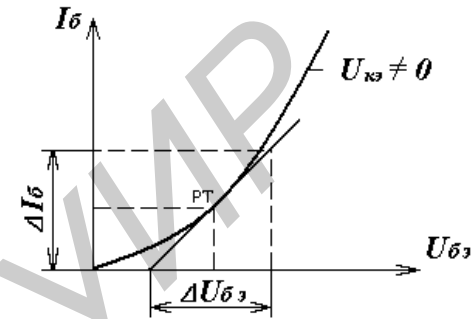


Рис. 4.15. Определение входного сопротивления

Для ориентировочного расчета можно положить также входное сопротивление равным нескольким сотням ом.

Сопротивление резистора в коллекторной цепи транзистора VT1 выбирается из условия

$$R4 = (10...20)R_{\beta \beta VT2}.$$

Амплитуда напряжения сигнала на базе транзистора VT2 определяется по формуле

$$U_{\beta \beta m VT2} = I_{\beta m VT2} \cdot R_{\beta \beta VT2}. \quad (4.32)$$

Мощность сигнала на базе транзистора VT2 определяется по формуле

$$P_{\beta \beta \sim VT2} = 0,5 I_{\beta m VT2} \cdot U_{\beta \beta m VT2}. \quad (4.33)$$

4.3.3. Расчет коллекторной и базовой цепей транзистора VT1 и его выбор

Расчет этих цепей производится так же, как и для транзистора VT2.

С учетом потерь транзистор должен обеспечить мощность, требуемую на входе транзистора VT2

$$P_{\sim VT1} = (1,1...1,2)P_{\beta \beta \sim VT2}.$$

Амплитуда тока сигнала в коллекторной цепи транзистора VT1 определяется из соотношения

$$I_{кмVT1} = (1,1...1,2)I_{\beta m VT2}.$$

Транзистор VT1 также работает в режиме А. Ток коллектора в рабочей точке выбирается немного больше амплитуды тока сигнала.

Надо учесть, что если

$I_{кмVT1} < 1 \text{ мА}$, то $I_{к0VT1}$ надо взять 1 мА,

а если $I_{кмVT1} \approx (1...5) \text{ мА}$, то надо взять

$$I_{к0VT1} = (1,1...1,2)I_{кмVT1}.$$

Максимальный ток коллектора транзистора VT1 определяется из условия

$$I_{к \max VT1} \approx 2I_{к0VT1}.$$

Мощность, потребляемая от источника питания, практически равна мощности рассеивания на коллекторе. Она определяется соотношением

$$P_{0VT1} \approx EI_{к0VT1}. \quad (4.34)$$

Максимальное напряжение между коллектором и эмиттером может достигнуть напряжения источника питания E .

Граничная частота транзистора выбирается так же, как и для транзистора VT2

$$f_{гп} \geq (7...10)f_{гч} \cdot h_{21з}. \quad (4.35)$$

По рассчитанным параметрам P_{0VT1} , $I_{к \max VT1}$, E , $f_{гп}$ из справочника подбираем транзистор и данные его вносим в табл. 4.4 для второго транзистора.

При правильно выбранном транзисторе должны соблюдаться условия:

$$P_{к \max} > 2,5P_{0VT1};$$

$$I_{к \max} > (1,1...1,3)I_{к \max VT1};$$

$$U_{кэ \max} > (1,1...1,3)E.$$

Граничная частота выбранного транзистора должна быть выше рассчитанной.

Ток базы транзистора в рабочей точке определяется исходя из наихудшего транзистора по формуле

$$I_{б0VT1} = \frac{I_{к0VT1}}{h_{21з \min}}. \quad (4.36)$$

4.3.4. Расчет цепи отрицательной обратной связи

Расчет данной цепи необходимо начинать с определения требуемой глубины ООС по заданному значению коэффициента нелинейных искажений в *техническом задании*. Глубину ООС

выбираем исходя из заданного K_z .

$$K_{zoc} = \frac{K_z}{1 + \beta K_u} = \frac{K_z}{A}, \quad (4.37)$$

где K_{zoc} – коэффициент гармоник усилителя, заданный в исходных данных;

K_z – коэффициент гармоник без ООС;

$$A = 1 + \beta K_u.$$

В подразделе 4.2 данного пособия получаем K_z для оконечного каскада, он с учетом включения транзисторов по схеме с общим коллектором может быть невелик (единицы процентов). Однако предоконечный каскад работает также при больших входных сигналах и может вносить существенные нелинейные искажения.

На практике полагают, что суммарные нелинейные искажения в реальных усилителях без глубокой общей ООС могут достигать 10...20 %. Их уменьшения до требуемых значений можно добиться только общей ООС.

Достаточно для подсчета глубины ООС взять $K_z = 10 \%$.

$$A = \frac{K_z}{K_{zoc}} = \frac{10}{K_{zoc}}. \quad (4.38)$$

Так как коэффициент усиления и входное сопротивление с ООС зависят от отношений $\frac{R6}{R5}$ и $\frac{R5}{R6}$, то R5 и R6 выбираются из условия обеспечения больших значений K_u и большего $R_{вх}$.

Сопротивления резисторов R6 и R5 рассчитываются по формулам

$$R6 = h_{21зVT2} \cdot h_{21зVT3} \cdot \frac{R_n}{A}; \quad (4.39)$$

$$R5 = \frac{R6}{20...100}. \quad (4.40)$$

R5 выбирается таким, чтобы соблюдалось условие

$$R_n \ll (R5 + R6) \ll h_{21зVT2} \cdot h_{21зVT3} \cdot R_n. \quad (4.41)$$

4.3.5. Расчет цепи делителя смещения транзистора VT1

Чтобы напряжение смещения не зависело от действия дестабилизирующих факторов, ток делителя выбираем намного большим чем ток базы $I_{б0VT1}$.

$$\text{Возьмем } I_{\text{дел}} = (3 \div 5) I_{\text{б}0VT1}. \quad (4.42)$$

При этом сопротивление делителя определяется по формуле

$$R_{\text{дел}} = R1 + R2 + R3 = \frac{E}{I_{\text{дел}}}. \quad (4.43)$$

Напряжение на базе транзистора VT1 определяется по формуле

$$U_{R3VT1} = U_{\text{б}0VT1} + I_{\text{к}0VT1} R6 + \frac{E}{2}, \quad (4.44)$$

где $U_{\text{б}0VT1}$ – напряжение смещения на базе транзистора VT1.

Но с другой стороны

$$U_{R3VT1} = I_{\text{дел}} R3 = I_{\text{к}0VT1} R3. \quad (4.45)$$

Таким образом величина сопротивления резистора R3 определяется из соотношения

$$R3 = \frac{U_{R3VT1}}{I_{\text{дел}}} = \frac{U_{\text{б}0VT1} + I_{\text{к}0VT1} R6 + \frac{E}{2}}{(3 \div 5) I_{\text{б}0VT1}}. \quad (4.46)$$

Напряжение смещения на базе транзистора $U_{\text{б}0VT1}$ находим по входной характеристике выбранного транзистора VT1 $I_{\text{б}0VT1}$.

Далее определяем сумму сопротивлений резисторов R2 + R1.

$$R2 + R1 = R_{\text{дел}} - R3. \quad (4.47)$$

Резисторы R2 и R1 выбираются из условия фильтрации фона источника питания и определяются соотношением

$$R2 = (2 \dots 3) R1; \quad R1 = (R2 + R1) / 4.$$

$$C1 = \frac{10}{2\pi f_{\text{НЧ}} R1}. \quad (4.48)$$

4.3.6. Расчет конденсаторов предоконечного каскада

Конденсатор C3 в цепи обратной связи выбирается по возможности большим, чтобы его сопротивление в области нижних частот было намного меньше чем сопротивление R5.

$$C3 = \frac{10}{2\pi \cdot f_{\text{НЧ}} \cdot R5}. \quad (4.49)$$

Разделительный конденсатор C2 на входе усилителя рассчитывается исходя из потерь полезного сигнала на нем в области нижних частот.

Сопротивление его должно быть намного меньше входного сопротивления усилителя с учетом действия ООС.

Величина его определяется по формуле

$$C2 = \frac{10}{2\pi \cdot f_{\text{НЧ}} \cdot R_{\text{вх.ус}} \cdot A}, \quad (4.50)$$

где $R_{\text{вх.ус}} = h_{21эVT1} \cdot R5$.

Амплитудно-частотные искажения, вносимые разделительным конденсатором, рассчитываются по формуле

$$M_{\text{НЧC2}} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi \cdot f_{\text{НЧ}} \cdot R_{\text{вх.ус}} \cdot C2 \cdot A} \right)^2}. \quad (4.51)$$

4.3.7. Расчет схемы на составных транзисторах

Расчет схемы на составных транзисторах (рис. 4.8) ведется аналогично.

Параметры транзисторов $P_{\text{кmax}}$, $I_{\text{кmax}}$, $U_{\text{кmax}}$ определяются по методике пункта 4.3.1, т. е. также, как для VT2 схемы рис. 4.8. Резисторы R11 = R12 определяются по уравнению

$$R11 = R12 = \frac{U_{\text{б}0VT5}}{I_{\text{к}0VT3} - I_{\text{б}0VT5}} \approx \frac{U_{\text{б}0VT5}}{(0,1 \div 0,2) I_{\text{б}0VT5}}.$$

После выбора типа транзисторов VT3, VT4 разной проводимости и с одинаковыми параметрами из справочника определяется расчетный коэффициент усиления по току $0,5(h_{21э\text{max}} + h_{21э\text{min}})$, проводится расчет базовой цепи VT3 по уравнениям

$$I_{\text{б}0} = \frac{I_{\text{к}0VT3}}{h_{21э\text{р}}}; \quad I_{\text{бm}} = \frac{I_{\text{кмVT3}}}{h_{21э\text{р}}} - \text{постоянная составляющая и}$$

амплитуда тока базы. По входной характеристике для этих токов определяются напряжения:

$U_{\text{б}0}$ – постоянное напряжение на переходе база–эмиттер в режиме покоя;

$U_{\text{мб}0}$ – амплитуда напряжения на базе.

Для расчета и выбора транзистора VT2 и расчета каскада усиления на VT2 необходимо знать постоянное напряжение на базе VT3 (коллекторе VT2) и амплитуду сигнала на этих электродах относительно корпуса.

Частотная характеристика усилителя

Частотные параметры	$0,5f_{HЧ}$	$f_{HЧ}$	$2f_{HЧ}$
$M_{HЧC4}$, отн. ед.			
$M_{HЧC2}$, отн. ед.			
$M_{HЧyc}$, отн. ед.			
$У_{HЧyc}$, отн. ед.			$У_{HЧ} = \frac{1}{M_{HЧ}}$
$M_{HЧyc}$, дБ			

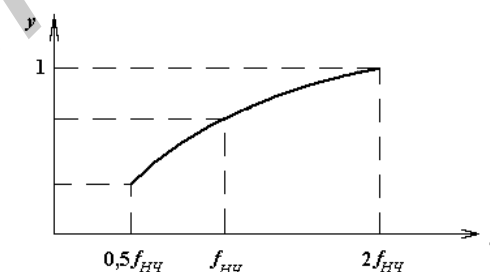


Рис. 4.16. АЧХ усилителя в области нижних частот

Они определяются уравнениями

$$U_{\delta kVT3} = U_{\kappa 0VT2} = U_{\delta \partial 0VT3} + I_{\kappa 0VT5} R9 + 0,5E_{пит};$$

$$U_{mkVT2} = U_{m\delta VT3} + I_{км} (R9 + R_n);$$

$$P_{\kappa VT2} = 0,5 \cdot (1,1I_{\delta mVT3}) \cdot U_{mkVT2}.$$

По данным $I_{\delta 0VT3}$; $I_{\delta mVT3}$; $U_{\delta kVT2}$; $U_{m\delta VT3}$ проводится расчет каскада на транзисторе VT2.

4.3.9. Расчет схемы усилителя на составных квазикомплементарных транзисторах

Расчет схемы рис. 4.9 существенно не отличается от расчета выше рассмотренных схем. Выходной каскад УЗЧ выполнен на транзисторах одной проводимости VT5, VT6. На транзисторах разной проводимости VT3, VT4 выполнен фазоинверсный каскад. Постоянное и амплитудное напряжения в коллекторе транзистора VT2 определяются уравнениями относительно корпуса

$$U_{\kappa 0VT2} = U_{\delta \partial 0VT3} + U_{\delta \partial 0VT5} + I_{\kappa 0} R9 + 0,5E;$$

$$U_{mkVT2} = U_{m\delta VT3} + U_{m\delta VT5} + I_{mk} (R9 + R_n);$$

$$P_{\kappa} = 0,5I_{m\delta VT2} \cdot U_{mkVT2}.$$

4.4. Расчет амплитудно-частотной характеристики усилителя

В области нижних частот коэффициент частотных искажений определяется как произведение коэффициентов частотных искажений, вносимых разделительными емкостями,

$$M_{HЧyc} = M_{HЧC4} \cdot M_{HЧC2}, \text{ отн. ед.} \quad (4.52)$$

Так как сопротивление конденсатора C3 в области нижних частот намного меньше сопротивления резистора R5, то частотные искажения за счет C3 не рассчитываются и не учитываются.

Данные расчета амплитудной характеристики заносятся в табл. 4.5.

По результатам расчета строится амплитудно-частотная характеристика усилителя в области нижних частот (рис. 4.16).

Расчет M_n ведется по формуле (4.18).

4.5. Расчет результирующих параметров усилителя

1. КПД усилителя определяется из соотношения

$$\eta_{yc} = \frac{P_n}{P_0} = \frac{P_n}{E \cdot I_{номр}}, \quad (4.53)$$

где P_0 – суммарная мощность, потребляемая от источника питания;

$I_{номр}$ – суммарный ток, потребляемый всеми каскадами усилителя.

$$I_{номр} = I_{cpOKY} + I_{\kappa 0VT1} + I_{\kappa 0VT2} + I_{\delta \partial \partial}, \quad (4.54)$$

где $I_{cpOKY} = 0,637I_{\max OKY}$.

2. Коэффициент усиления по напряжению усилителя без ООС определяется по формуле

$$K_u = h_{21\partial VT2} \cdot h_{21\partial VT3} \frac{R_n}{R5}. \quad (4.55)$$

3. Глубина ООС определяется по формуле

$$A = 1 + h_{21эVT2} \cdot h_{21эVT3} \frac{R_n}{R5 + R6}. \quad (4.56)$$

4. Коэффициент усиления по напряжению с учетом ООС определяется по формуле

$$K_{уоос} = \frac{K_u}{A}. \quad (4.57)$$

5. Входное сопротивление усилителя без ООС определяется по формуле

$$R_{вх\ ус} = h_{21эVT1} \cdot R5. \quad (4.58)$$

6. Входное сопротивление усилителя с ООС определяется по формуле

$$R_{вх\ уоос} = R_{вх\ ус} \cdot A. \quad (4.59)$$

7. Напряжение на входе усилителя с ООС определяется по формуле

$$U_{вх\ уоос} = \frac{U_{кэтОКУ}}{K_{уоос}}. \quad (4.60)$$

8. Коэффициент частотных искажений в области нижних частот с учетом ООС определяется по формуле

$$M_{нч\ оос} = 1 + \frac{M_{нч\ ус} - 1}{A}. \quad (4.61)$$

4.6. Расчет каскадов предварительного усилителя напряжения ЗЧ

Источником входного сигнала ЗЧ может быть динамический микрофон, детекторы радиоприемника, телевизора, электромагнитный звукосниматель, пьезоэлектрический звукосниматель, фотодиодный преобразователь в звуковом кино и т. д. Перечисленные источники звукового сигнала обладают различной величиной выходного напряжения $U_{твых}$ и внутреннего сопротивления $R_{ист}$ (табл. 4.6).

Выходом предварительного усилителя ЗЧ служит либо регулятор тембра, либо вход усилителя мощности. Для расчета УЗЧ должны быть заданы:

- амплитуда входного напряжения УМ $U_{мах\ ум}$;

- амплитуда входного тока $I_{мах}$ УМ или величина входного сопротивления;

- диапазон звуковых частот $F_n \div F_g$;

- величина частотных искажений $M_n \div M_g$;

- амплитуда напряжения источника сигнала $U_{ист}$;

- сопротивление источника $R_{ист}$.

Т а б л и ц а 4.6

Источник	$U_{твых}$	$R_{ист}$
1. Динамический микрофон	0,5 ÷ 2 мВ	50 ÷ 200 Ом
2. Детектор радиоприемника	0,1 ÷ 0,5 В	3 ÷ 5 кОм
3. Электромагнитный звукосниматель	0,07 ÷ 0,1 В	0,1 МОм
4. Пьезоэлектрический звукосниматель	0,6 ÷ 0,8 В	0,5 ÷ 1 МОм
5. Фотопреобразователи в звуковом кино	0,25 ÷ 2 мВ	1 ÷ 5 кОм

4.6.1. Предварительный расчет

При предварительном расчете определяются коэффициент усиления по напряжению, число каскадов n , проводится распределение частотных искажений по каскадам.

Требуемый коэффициент усиления с учетом производственного запаса, введения ООС, ослабления сигнала в регуляторе тембра определяется по формуле:

$$K_u = \frac{U_{мах(ум)} \cdot K_3 \cdot K_{ООС} \cdot K_m}{U_{ист}},$$

где $K_3 = (1,5 \div 2)$ – производственный запас;

$K_{ООС} = (2 \div 5)$ – коэффициент глубины обратной отрицательной связи;

$K_m = (10 \div 20)$ – ослабление сигнала в регуляторе тембра.

При коэффициенте усиления одного каскада $K_{1u} = 20 \div 100$ определяется число каскадов n :

$$n = \frac{\lg K_u}{\lg K_{1u}}.$$

Полученное значение округляется до близлежащего целого значения.

Частотные искажения M_n и M_e обычно задаются на весь усилитель, их надо перераспределить между УМ и усилителем напряжения (УН). В УН обычно больше реактивных элементов, поэтому $M_{ун} = (0,5 \div 0,7)M_{зад}$, тогда $M_{ум} = (0,3 \div 0,5)M_{зад}$. Это справедливо при условии выражения M в децибелах. Далее следует распределение $M_{ун}$ по каскадам. При ориентировочном расчете можно принимать M каждого каскада одинаковым, тогда

$$M_{каскада} = \frac{M_{унч}}{n} \text{ (дБ)}.$$

При дальнейших расчетах полученное значение M следует перевести в разы.

Для получения большого входного сопротивления УЗЧ в качестве первого каскада применяют истоковый, эмиттерный повторители, каскады на полевом транзисторе или биполярном транзисторе, с применением местной отрицательной обратной связи. Полевые транзисторы бывают трех типов: с управляемым $p-n$ -переходом, с встроенным каналом и с индуцированным каналом (рис. 4.17).

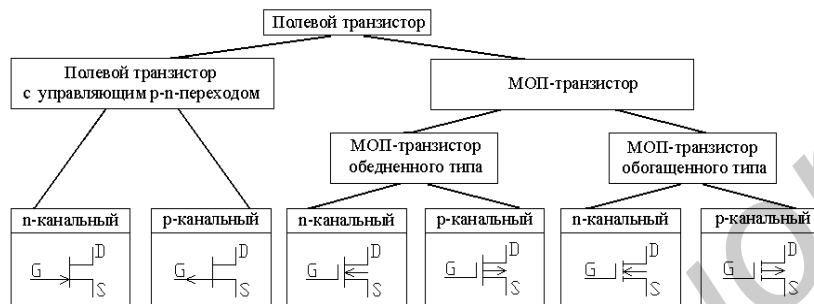


Рис. 4.17. Схемные обозначения полевых транзисторов

Транзисторы с встроенным каналом могут работать как в режиме обогащения канала зарядами, так и в режиме обеднения его. Через транзистор с управляющим $p-n$ -переходом при $U_{зи} = 0$ протекает наибольший ток стока. Такие транзисторы называются нормально открытыми. МОП-транзисторы с встроенным каналом работают в режиме обеднения зарядами канала, а МОП-транзисторы с индуцированным каналом – в режиме его обогащения. Канал в последних возникает только при опреде-

ленном напряжении на затворе $U_{зи} > U_0 > 0$ для n -канальных транзисторов. Эти транзисторы называются нормально закрытыми. Следует также отметить очень малые значения токов затвора – $(10^{-9} \div 10^{-12})$ А для транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом, а для МОП-транзисторов этот ток в 10^3 раз меньше. Входное сопротивление составляет $10^{10} \div 10^{13}$ Ом для транзисторов с управляющим $p-n$ -переходом и $10^{13} \div 10^{15}$ Ом для МОП-транзисторов. Все это говорит о том, что входное сопротивление каскадов на полевых транзисторах определяется в основном пассивными элементами схемы (R, C). На рис. 4.18 показаны схемы истоковых повторителей на полевом транзисторе с управляемым $p-n$ -переходом (а) и на МОП-транзисторе с индуцированным каналом (б). В обоих транзисторах используется канал n -типа. При передаче биполярных сигналов рабочая точка в режиме покоя (ТП) должна выбираться на середине передаточной характеристики $I_c = f(U_{зи})$. В схеме рис. 4.18, а положение точки покоя (ТП) на характеристике задается величиной R2, а в схеме рис. 4.18, б – делителем напряжения R1, R2. Как указывалось выше, входное сопротивление каскада будет определяться R1 (рис. 4.18, а) и делителем R1, R2 (рис. 4.18, б). Для расчета истокового повторителя задается величина входного напряжения, сопротивление нагрузки R_n по переменному току, диапазон рабочих частот $F_n \div F_g$, напряжение питания E , которое получено в результате расчета последних каскадов УЗЧ, а они обычно рассчитываются первыми. Коэффициент передачи истокового повторителя $K_u \approx 1$, поэтому $U_{мвх} = U_{мвх}$. Это позволяет определить ток сигнала в нагрузке и мощность сигнала на нагрузке.

$$I_{mH} = \frac{U_{мвх}}{R_n} = \frac{U_{мвх}}{R_n} \text{ – ток сигнала в нагрузке.}$$

$$P_n = \frac{1}{2} U_{mH} \cdot I_{mH} = \frac{U_{мвх}^2}{2R_n} \text{ – мощность в нагрузке.}$$

Для выбранного транзистора должны выполняться неравенства:

$$P_{ктр} \geq (1,1 \div 1,2)P_n; \quad I_{с,м\max} > (2,5 \div 3)I_{mH};$$

$$U_{зи\max} \cdot U_{зс\max} \cdot U_{си\max} > (1,1 \div 1,2)E_{num}.$$

Кроме того, емкости переходов должны быть по возможности небольшими, а крутизна характеристики $S \left(\frac{\text{мА}}{\text{В}} \right)$, наоборот, большая. Постоянный ток истока I_{uo} выбирается из соотношения $I_{uo} = (1,2 \div 1,5) \cdot I_{mH}$. По передаточной характеристике и по току I_{uo} определяется напряжение смещения E_{cm} . В схеме (рис. 4.18, а) рассчитывается величина R2 по уравнению $R2 = \frac{E_{cm}}{I_{uo}}$. Сопротивление R1 выбирается равным $R_{вх}$, указанному в задании (ТУ).

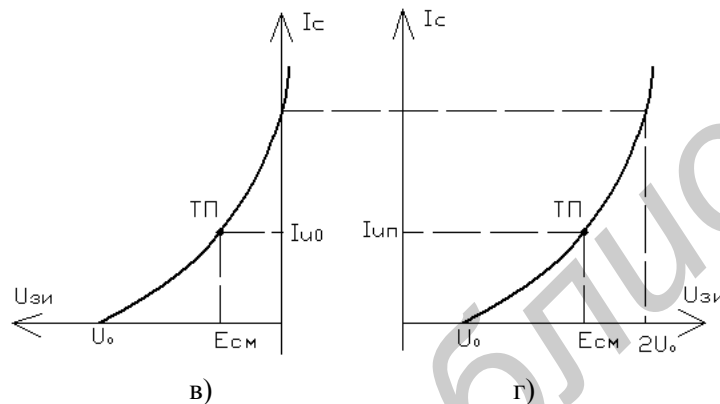
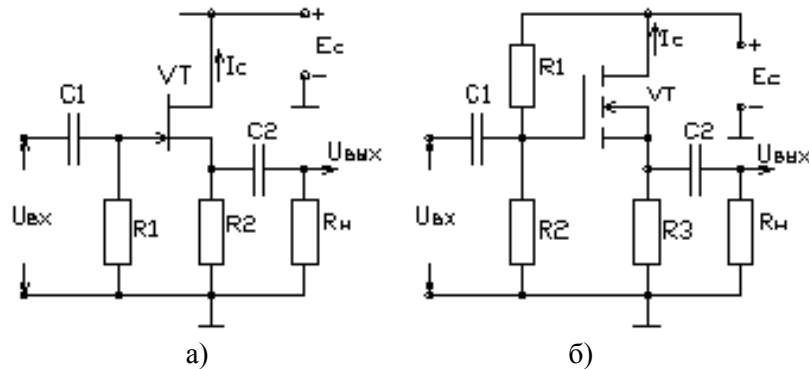


Рис. 4.18. Схемы истоковых повторителей и передаточные характеристики транзисторов:

а, в – полевой транзистор с управляемым $p-n$ -переходом;
б, г – МОП-транзистор с индуцированным каналом n -типа

Дальше определяются:

$$K_u = \frac{1}{1 + \frac{1}{S} \cdot R_u} - \text{коэффициент передачи по напряжению,}$$

где $R_u = \frac{R2 \cdot R_n}{R2 + R_n}$ – сопротивление нагрузки истока по переменному току;

$$R_{вых} = \frac{R2}{1 + S \cdot R2} - \text{выходное сопротивление истокового повторителя;}$$

$R_{вх} = R1$ – входное сопротивление каскада, задано ТУ.

Разделительные емкости C1, C2 рассчитываются по формулам:

$$C1 = \frac{5 \div 10}{2\pi \cdot F_n \cdot R1} \text{ или } C1 = \frac{1}{2\pi \cdot F_n \cdot R1 \cdot \sqrt{M_{1.1H}^2 - 1}};$$

$$C2 = \frac{5 \div 10}{2\pi \cdot F_n \cdot R_n} \text{ или } C2 = \frac{5 \div 10}{2\pi \cdot F_n \cdot R_n \cdot \sqrt{M_{1.2H}^2 - 1}},$$

где $M_{1.1H}$, $M_{1.2H}$ – низкочастотные искажения, отведенные на конденсаторы C1, C2 при распределении M_1 первого каскада.

Сопротивление $R_{вых}$ и коэффициент передачи по напряжению схемы (рис. 4.18, б) рассчитываются аналогично. После определения постоянного тока стока по передаточной характеристике определяется напряжение затвор–исток $U_{зип}$ в режиме покоя и напряжение

$$U_{R2} = U_{зип} + I_{un} \cdot R3 = E_{cm} + I_{un} \cdot R3,$$

где $U_{зип} = E_{cm}$ – напряжение затвор–исток покоя;

I_{un} – ток истока покоя,

$$I_{un} \cdot R3 = (0,1 \div 0,2) E_C.$$

Элементы делителя R1, R2 рассчитываются по формулам:

$$R1 = \frac{R_{вх} \cdot E_C}{U_{зип} + I_{un} \cdot R3}; \quad R2 = \frac{U_{зип} + I_{un} \cdot R3}{E_C - U_{зип} + I_{un} \cdot R3} \cdot R1,$$

где $R_{вх} = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}$ – заданное входное сопротивление;

E_C – напряжение стока;

$$R_3 = \frac{(0,1 \div 0,2)E_c}{I_{un}}$$

4.6.2. Расчет двухкаскадного усилителя напряжения ЗЧ с эмиттерным повторителем

На рис. 4.19 показана схема двухкаскадного усилителя напряжения ЗЧ с эмиттерным повторителем на входе. Для расчета должны быть заданы:

- амплитуда напряжения на нагрузке U_{mn} ;
- сопротивление нагрузки R_n ;
- напряжение питания E_c ;
- диапазон частот $F_n \div F_g$;
- коэффициент частотных искажений M_n, M_g .

Сопротивлением нагрузки в данном случае является параллельное соединение трех сопротивлений $R_n = R_{15} // R_{16} // R_{встр}$, где $R_{встр} = (0,05 \div 10)$ кОм – входное сопротивление транзистора следующего каскада.

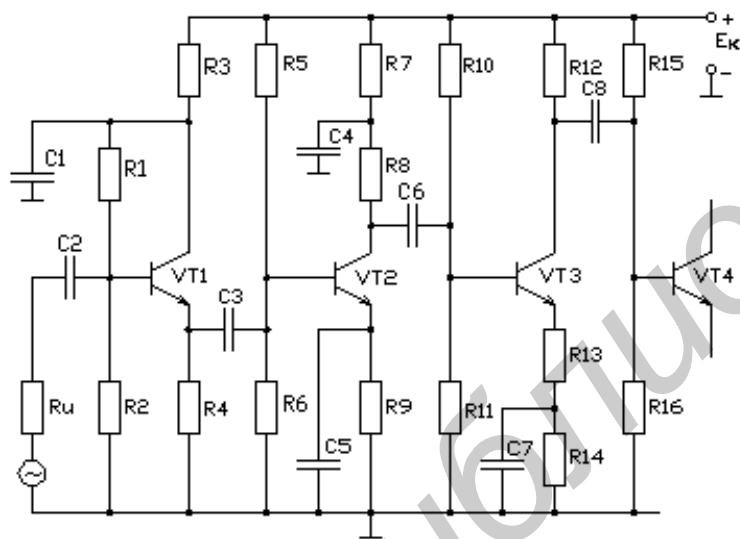


Рис. 4.19. Схема электрическая принципиальная эмиттерного повторителя (VT1) и двух каскадов усилителя напряжения ЗЧ (VT2 и VT3)

4.6.2.1. Выбор транзистора производится исходя из условий:

$$P_{кп\max} > (1,2 \div 1,3) \frac{U_{mH}^2}{2 \cdot R_n} = (1,2 \dots 1,3) P_n;$$

$$I_{кп\max} \geq (2,5 \div 3) \frac{U_{mH}}{R_n};$$

$$U_{к\max} > (1,2 \div 1,5) E_c;$$

$$f_T = (7 \div 10) F_g \cdot h_{21э}; \quad h_{21э} = 30 \div 50.$$

Так как мощности рассеивания небольшие, то в целях однотипности транзисторы VT1, VT2, VT3 можно выбрать одного типа.

Транзисторы в предварительных каскадах обычно работают в режиме А, поэтому ток покоя коллектора выбирается из соотношения: $I_{кп} \geq (1,2 \div 1,3) \cdot I_{mn} = (1,2 \div 1,3) \frac{U_{mH}}{R_n}$. При выборе тока коллектора

следует учитывать два условия. Коэффициент усиления тока $h_{21э}$ имеет максимальное значение при токе эмиттера $5 \div 10$ мА и падает как при уменьшении тока эмиттера меньше 5 мА, так и при увеличении свыше 10 мА. Большое значение имеет и величина коллекторного напряжения покоя $U_{кп}$. При малом $U_{кп}$ возникает опасность насыщения транзистора, а при большом значении $U_{кп}$ – опасность отсечки тока коллектора. В эмиттере VT3 (рис. 4.19) включены два резистора $R_3 = R_{13} + R_{14}$. Они служат для температурной стабилизации режима транзистора. Падение напряжения на них от протекания постоянного тока эмиттера выбирается в пределах $U_{эп} = (0,05 \div 0,2) \cdot E_c$, при $E_c = 10$ В это составляет $U_{эп} = (0,5 \div 2)$ В. С учетом этого значения и, принимая напряжение $U_{кэп} = (3 \div 5)$ В, определяем напряжение коллектора относительно корпуса: $U_{кп} = U_{эп} + U_{кэп}$.

После выбора $U_{кп}$, $I_{кп}$ следует расчет сопротивлений R12, R13, R14 по формулам:

$$R_{12} = R_k = \frac{E_c - U_{кп}}{I_{кп}};$$

$$R_{13} + R_{14} = R_3 \approx \frac{U_{эп}}{I_{кп}}.$$

На сопротивлении R13 от протекания переменной составляющей тока эмиттера выделяется напряжение обратной отрицательной связи по переменному току. При этом уменьшается коэффициент усиления по напряжению и увеличивается входное сопротивление каскада. Можно рекомендовать ориентировочное значение $R13 = (0,2 \div 0,7)R_3$, тогда $R14 = R_3 - R13$.

Емкость C7 – блокирующая – рассчитывается по выражению:

$$C7 \geq \frac{5 \div 10}{2\pi F_n \cdot R14}.$$

4.6.2.2. Расчет базовой цепи ведется в следующей последовательности.

Определяется ток базы покоя по формуле

$$I_{\delta n} = \frac{I_{кн}}{h_{21cp}},$$

$$\text{где } h_{21cp} = \frac{h_{21max} + h_{21min}}{2}.$$

По входной характеристике для рассчитанного $I_{\delta n}$ определяется $U_{\delta n}$. Напряжение на базе $U_{\delta n}$ относительно корпуса будет равно $U_{\delta n} = U_{R11} = U_{\delta n} + U_3$.

Для повышения стабильности работы ток базового делителя R10, R11 выбирается из соотношения $I_{\delta дел} = (2 \div 5)I_{\delta n}$, тогда

$$R11 = \frac{U_{\delta n}}{I_{\delta дел}}; R10 = \frac{E_k - U_{\delta n}}{I_{\delta дел} + I_{\delta n}}; R_{\delta дел} = \frac{R10 \cdot R11}{R10 + R11}.$$

Входное сопротивление транзистора определяется величиной ООС и рассчитывается по уравнению:

$$R_{\delta тр} = r_{\delta} + (r_3 + R13) \cdot (1 + h_{21\delta}) \approx R13 \cdot (1 + h_{21\delta}),$$

где $r_{\delta} = h_{11\delta} = 20 \div 40$ Ом – объемное сопротивление базы;

$$r_3 = \frac{26}{I_3 (\text{мА})} \text{ Ом} - \text{сопротивление эмиттера}.$$

При $I_3 = 1 \div 10$ мА сопротивление $r_3 = (26 \div 2,6)$ Ом.

Входное сопротивление каскада будет равно

$$R_{\delta кас} = \frac{R_{\delta тр} \cdot R_{\delta дел}}{R_{\delta тр} + R_{\delta дел}}.$$

Емкость C6 определяется из неравенства $C6 \geq \frac{5 \div 10}{2\pi F_n R_{\delta кас}}$.

$$C6 = \frac{1}{2\pi F_n R_{\delta кас} \sqrt{M_{нсп} - 1}}; M_{нсп} = M_{каскада}.$$

Коэффициент усиления по напряжению определяется уравнением: $K_U = h_{21\delta} \cdot \frac{R_{K\sim}}{R_{\delta тр}} = \frac{h_{21\delta} \cdot R12 // R_n}{r_{\delta} + (r_3 + R13) \cdot (1 + h_{21\delta})}$, $R_{K\sim} = R12 // R_n$;

где $R_{K\sim} = \frac{R_K \cdot R_n}{R_K + R_n} = \frac{R12 \cdot R_n}{R12 + R_n}$ – сопротивление коллекторной нагрузки по переменному току.

Выходное сопротивление каскада:

$$R = R_K // r_{KЭ} = \frac{R_K \cdot r_{KЭ}}{R_K + r_{KЭ}},$$

где $r_{KЭ} = \frac{U_Y}{I_E}$ – выходное сопротивление транзистора;

$$I_E \approx I_{кн};$$

$$U_Y = 80 \div 200 \text{ В} - \text{коэффициент Эрли для } n-p-n;$$

$$U_Y = 40 \div 150 \text{ В} - \text{коэффициент Эрли для } p-n-p;$$

$$R_K = R12.$$

Входное напряжение каскада равно $U_{\text{maxVT3}} = \frac{U_{mH}}{K_U}$.

$$C8 = \frac{1}{2\pi \cdot F_n \cdot R_n \sqrt{M_{нсп}^2 - 1}} = \frac{5 \div 10}{2\pi F_n R_n}.$$

$M_{нсп} = \frac{M_{ун}}{n_k + 1}$ – искажения за счет $C_p = C8$,

где n_k – число каскадов усилителя.

4.6.2.3. Расчет каскада на транзисторе VT2

Данные для расчета каскада на транзисторе VT2: $U_{mH} = U_{\text{maxVT3}}$; $R_n = R_{\delta каск VT3}$; $F_n \div F_6$; E_k .

В коллекторе транзистора VT2 стоит фильтр R7, C4 цепи питания для устранения положительной обратной связи, а в цепи эмиттера – фильтр R9, C5 для эмиттерной температурной стабилизации режима транзистора. Расчет этого каскада начинается с выбора режима транзистора по постоянному току. Выбираются из сказанных выше соображений величины:

$$I_{КПVT2} \geq (1,2 \div 1,3) \cdot \frac{U_{maxVT3}}{R_{вхкаскаVT3}};$$

$$I_{КП} = 1 \div 5 \text{ мА};$$

$$U_{КЭПVT2} = 3 \div 5 \text{ В};$$

$$\Delta U_{\phi} = (0,05 \div 0,1) \cdot E_K;$$

$$\Delta U_{\vartheta} = (0,1 \div 0,2) \cdot E_K.$$

Рассчитываются элементы коллекторной цепи:

$$R7 = \frac{\Delta U_{\phi}}{I_{КП}} = \frac{(0,05 \div 0,1) \cdot E_K}{I_{КП}};$$

$$C4 = \frac{5 \div 10}{2\pi F_n R7};$$

$$R9 = \frac{\Delta U_{\vartheta}}{I_{ЭП}} = \frac{\Delta U_{\vartheta}}{I_{КП}} = \frac{(0,1 \div 0,2) \cdot E_K}{I_{КП}};$$

$$C5 = \frac{5 \div 10}{2\pi F_n R9};$$

$$R8 = R_K = \frac{E_K - \Delta U_{\phi} - \Delta U_{\vartheta} - U_{КЭП}}{I_{КП}} = \frac{(0,7 \div 0,9) \cdot E_K - U_{КЭП}}{I_{КП}}.$$

Расчет базовой цепи ведется в следующей последовательности:

определяется ток покоя базы $I_{\delta nVT2} = \frac{I_{КПVT2}}{h_{21}}$. Для этого ток

ка базы по входной характеристике находят $U_{\delta n}$. Ток делителя

R5, R6 принимают равным $I_{\delta el} = (2 \div 5)I_{\delta nVT2}$ и находят элементы делителя: $R6 = \frac{U_{\delta nVT2} + \Delta U_{\vartheta}}{I_{\delta el}}$; $R5 = \frac{E_K - U_{\delta nVT2} - \Delta U_{\vartheta}}{I_{\delta n} + I_{\delta el}}$.

Входное сопротивление делителя:

$$R_{вх\delta} = \frac{R5 \cdot R6}{R5 + R6}, R_{вхкаскаVT2} = \frac{R_{вх\delta el} \cdot R_{вх\delta tr}}{R_{вх\delta el} + R_{вх\delta tr}}.$$

Входное сопротивление транзистора:

$$R_{вхtrVT2} = r_{\delta} + r_{\vartheta} (1 + h_{21\vartheta}), r_{\delta} = 20 \div 40 \text{ Ом}, r_{\vartheta} = \frac{26}{I_{\vartheta} (\text{мА})} \text{ Ом}.$$

Сопротивление коллекторной нагрузки по переменному току:

$$R_K = \frac{R8 \cdot R_{вхкаскаVT3}}{R8 + R_{вхкаскаVT3}}.$$

$$K_{uVT2} = h_{21\vartheta} \cdot \frac{R_K}{R_{вхVT2}} - \text{коэффициент усиления по напряжению.}$$

Емкость конденсатора C3 определяется по формуле:

$$C3 = \frac{1}{2\pi \cdot F_n R_{вхVT2} \sqrt{M_n^2 - 1}}, \text{ ориентировочно } C3 \geq \frac{5 \div 10}{2\pi F_n R_{вх}}.$$

M_n – искажения за счет $C_p = C3$.

Входное напряжение каскада на VT2:

$$U_{вхVT2} = \frac{U_{вхVT3}}{K_{uVT2}}.$$

4.6.2.4. Расчет эмиттерного повторителя на транзисторе VT1

Данные для расчета эмиттерного повторителя на транзисторе VT1 – амплитуда выходного напряжения $U_{твых}$, сопротивление нагрузки $R_n = R_{вхVT2}$, диапазон частот $F_n \div F_g$, параметры транзистора, E_K , параметры источника сигнала E_u (В), R_u (Ом), частотные искажения M_n .

1. Выбирается сначала режим транзистора по постоянному току, в режиме покоя:

$$I_{эн} > (1,2 \div 1,3)I_{мин} = (1,2 \div 1,3) \frac{U_{maxVT2}}{R_{вхVT2}},$$

$$U_{эн} > (1,2 \div 1,3)U_{maxVT2}.$$

При малом входном сигнале (E_u) можно выбрать $I_{эн} = (1 \div 3) \text{ мА}$, $U_{эн} = (2 \div 3) \text{ В}$.

2. Определяет сопротивление $R_3 = R4 = \frac{U_{эн}}{I_{эн}}$.

3. Расчет базовой цепи ведется аналогично расчету цепей баз транзисторов VT2 и VT3 по уравнениям:

$$I_{\delta n} = \frac{I_{эн}}{h_{21}} - \text{ток базы покоя.}$$

По входной характеристике для этого тока базы находят $U_{\delta n}$. Принимается ток делителя $I_{\delta} = (2 \div 5)I_{\delta n}$ и рассчитываются элементы делителя R1, R2:

$$R1 = \frac{E_K - \Delta U_{\phi} - U_{\delta nVT1} - U_{эн}}{I_{\delta} + I_{\delta}}$$

$$R2 = \frac{U_{\text{бэн}} V T1 + U_{\text{эн}}}{I_{\phi}};$$

где $\Delta U_{\phi} = (0,1 \div 0,2) E_k$ – падение напряжения на фильтре R3, C1;

$$R3 = \frac{\Delta U_{\phi}}{I_{\text{кп}}} = \frac{\Delta U_{\phi}}{I_{\text{эн}}} = \frac{(0,1 \div 0,2) \cdot E_k}{I_{\text{эн}}};$$

$$C1 = C_{\phi} = \frac{5 \div 10}{2\pi \cdot F_n \cdot R3}.$$

4. Входные сопротивления делителя, транзистора, каскада определяются по формулам:

$$R_{\text{вхд}} = \frac{R1 \cdot R2}{R1 + R2}; \quad R_{\text{вхтр}} \cong h_{21э} \cdot R_{э\sim};$$

$$R_{\text{вхк}} = \frac{R_{\text{вхд}} \cdot R_{\text{вхтр}}}{R_{\text{вхд}} + R_{\text{вхтр}}}; \quad R_{э\sim} = \frac{R4 \cdot R_n}{R4 + R_n}.$$

5. Выходное сопротивление эмиттерного повторителя мало и равно:

$$R_{\text{вых}} = \left(\frac{1}{S} + \frac{R_{\text{иис}}}{h_{21э}} \right) / R_3,$$

$$\text{где } S = \frac{I_k}{U_T} \left(\frac{MA}{B} \right);$$

$U_T = 26 \text{ мВ}$ – термический потенциал;

$$R_3 = R4.$$

6. Коэффициент передачи по напряжению:

$$K_u = \frac{R_{э\sim}}{r_B + r_э + R_{э\sim}} = \frac{S \cdot R_{э\sim}}{1 + S \cdot R_{э\sim}} < 1,$$

где $R_{э\sim} = \frac{R4 \cdot R_n}{R4 + R_n}$ – сопротивление эмиттерной нагрузки по переменному току.

7. Емкость C2 равна:

$$C2 = \frac{1}{2\pi \cdot F_n \cdot R_{\text{вхкас}} \sqrt{M_{\text{нсп}}^2 - 1}}.$$

$$M_{\text{нсп}} = \frac{M_{\text{ун}}}{n_k + 1}, \quad (\text{дБ}),$$

где n_k – число каскадов усилителя напряжения.

$M_{\text{нсп}}$ надо перевести в разы.

5. Методические указания по выполнению задания 2 контрольной работы

5.1. Краткие теоретические сведения

Задание 2 предусматривает изучение работы каскадов радиопередатчика. Как известно, передатчик АМ колебаний содержит задающий генератор, умножители частоты, усилители мощности, модулятор ВЧ колебаний. На рис. 5.1, а показана широко применяемая схема генератора с внешним возбуждением усилителя мощности. Активный элемент (АЭ) – лампа, транзистор – может работать колебаниями первого рода (режим А) или колебаниями второго рода (режимы В, АВ, С). Это зависит от исходного положения рабочей точки на сквозной характеристике транзистора. От этого зависит форма тока коллектора. В режиме А рабочая точка выбирается на середине характеристики $i_k = f(e_б)$. При этом ток коллектора изменяется в соответствии с изменением напряжения на базе в течение всего периода сигнала и носит синусоидальный характер (рис. 5.1, б).

Режим работы АЭ оценивается углом отсечки θ . Это половина той части периода сигнала, выраженная в угловых градусах, в течение которой ток коллектора изменяется в соответствии с изменением напряжения на базе. Для режима А это соответствие наблюдается в течение всего периода повторения. Так как весь период повторения равен 360° , то угол отсечки θ будет для этого режима равен $\theta = 0,5 \cdot 360^\circ = 180^\circ$. В режиме В угол отсечки $\theta = 90^\circ$, а в режиме С угол $\theta < 90^\circ$. Режим А и промежуточный режим АВ ($\theta > 90^\circ$) в передатчиках не применяется, так как эти режимы характеризуются низким коэффициентом полезного действия ($\eta = 0,3 \div 0,4$). В режимах В и С ток коллектора имеет форму импульсов. Если амплитуда импульса тока коллектора $I_{\text{кmax}}$, то при разложении импульса в ряд Фурье гармоники и постоянная составляющая с помощью коэффициентов А. И. Берга будут определяться уравнениями:

$$\begin{aligned}
 I_{mk1} &= \alpha_1 \cdot I_{k \max}; \\
 I_{mk2} &= \alpha_2 \cdot I_{k \max}; \\
 I_{mk3} &= \alpha_3 \cdot I_{k \max}; \\
 I_{k0} &= \alpha_0 \cdot I_{k \max}.
 \end{aligned}
 \tag{5.1}$$

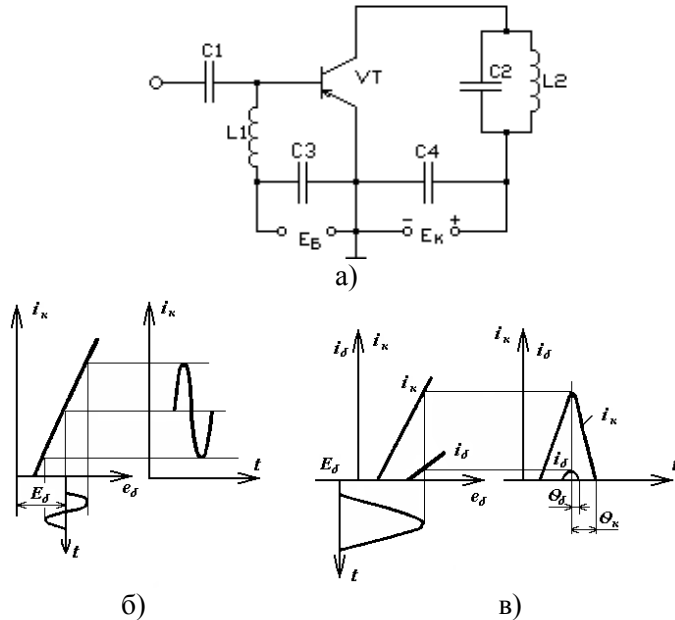


Рис. 5.1. Схема транзисторного генератора с общим эмиттером (а) и графики режимов его работы (б, в)

Зависимость коэффициентов $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ от угла отсечки показана на рис. 5.2.

В режиме усиления мощности колебаний коллекторный контур C_2, L_2 настраивается на частоту первой гармоники, т. е. на частоту входного сигнала. В зависимости от сопротивления коллекторной нагрузки различают следующие режимы работы – недонапряженный, критический, перенапряженный. При критическом режиме в нагрузке выделяется максимальная мощность, поэтому этот режим работы наиболее часто используется в передатчиках. Высокочастотные колебания с выходного каскада усилителя мощности подводятся к антенне и излучаются в виде радиоволн. Полезные сообщения обычно низкочастотные и антенной не могут излучаться. Чтобы передать полезное сообще-

ние на большое расстояние с помощью радиоволн, применяется модуляция ВЧ колебаний – амплитудная, частотная, фазовая (угловая). При амплитудной модуляции активный элемент обязательно должен работать колебаниями II рода, т. е. с углом $\theta \leq 90^\circ$. Наиболее распространены два вида амплитудной модуляции (АМ) – базовая модуляция смещением (рис. 5.3) и коллекторная модуляция (рис. 5.6). В схеме рис. 5.3 с помощью трансформатора в цепь базы подается модулирующий сигнал U_Ω , а с помощью трансформатора ТУ1 в цепь базы подаются ВЧ колебания U_ω . Таким образом, напряжение на участке база–эмиттер транзистора определяется уравнением

$$U_{\sigma_3}(t) = E_{\sigma_0} + U_\Omega(t) + U_\omega(t).
 \tag{5.2}$$

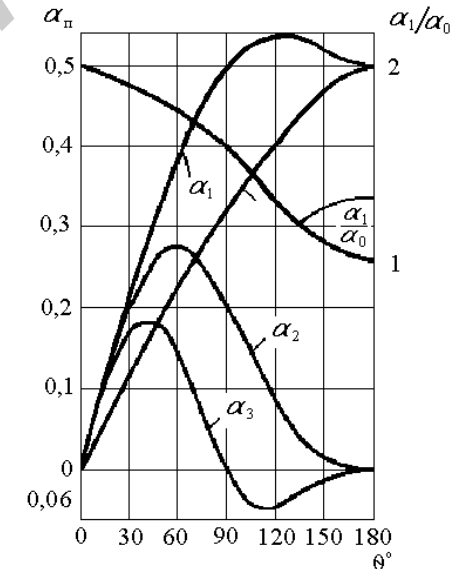


Рис. 5.2. Графики зависимости коэффициента разложения от угла отсечки тока

Модулирующий сигнал $U_\Omega(t)$ изменяется сравнительно медленно и изменяет напряжение смещения для ВЧ колебания. Как видно из диаграмм рис. 5.4 это приводит к изменению амплитуды импульсов коллекторного тока по закону модулирующего сообщения. В импульсах разной амплитуды содержится первая гармоника разной амплитуды. Она выделяется с помощью контура $L_k C_k$ и подается на выходной каскад.

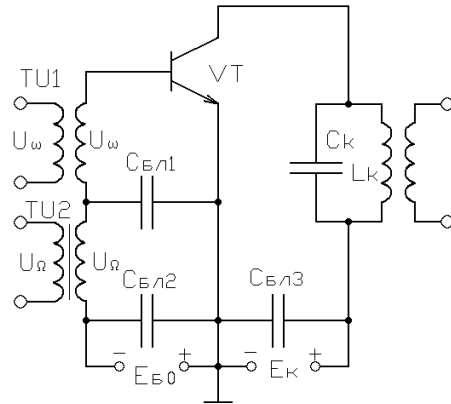


Рис. 5.3

На рис. 5.5 показана статическая модуляционная характеристика, т. е. зависимость амплитуды первой гармоники $I_{мк1}$ от напряжения смещения $E_б$. Нижний и верхний участки характеристики нелинейны, что обусловлено нелинейностью статических характеристик. Для уменьшения нелинейных искажений рабочую точку в режиме молчания необходимо выбирать на середине модуляционной характеристики. Транзистор при таком виде модуляции работает в основном в недонапряженном режиме, достигая оптимального режима только при $E_{бmax}$. Поэтому КПД коллекторной цепи низкий, что ограничивает применение этого вида модуляции.

На рис. 5.6, а показана схема простой коллекторной модуляции. Напряжение модуляции вводится в коллекторную цепь с помощью трансформатора TU2, а напряжение возбуждения поступает в цепь базы с помощью трансформатора TU1. Напряжение на коллекторе будет определяться уравнением

$$U_к(t) = E_к + U_Ω(t) = E_к \left(1 + \frac{U_{mΩ}}{E_к} \cdot \cos \Omega t \right) = E_к (1 + m \cos \Omega t), \quad (5.3)$$

где $U_{mΩ}$ – амплитуда сигнала модуляции на вторичной обмотке трансформатора TU2;

m – коэффициент модуляции коллекторного напряжения.

$$m = \frac{U_{mΩ}}{E_к} \quad (5.4)$$

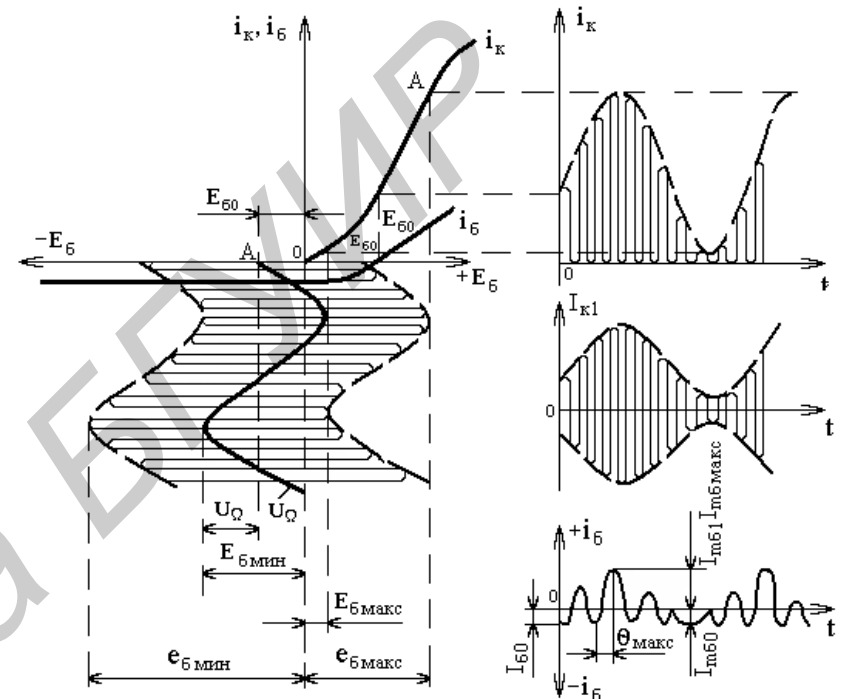


Рис. 5.4. Физические процессы в генераторе при модуляции на базу смещением

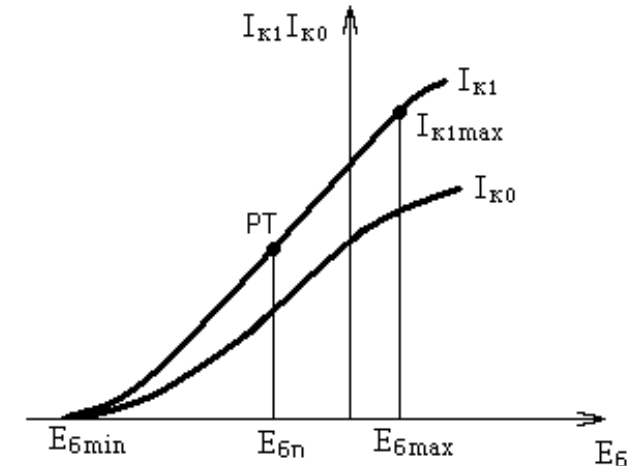


Рис. 5.5. Модуляционные характеристики коллекторного тока при базовой модуляции смещением

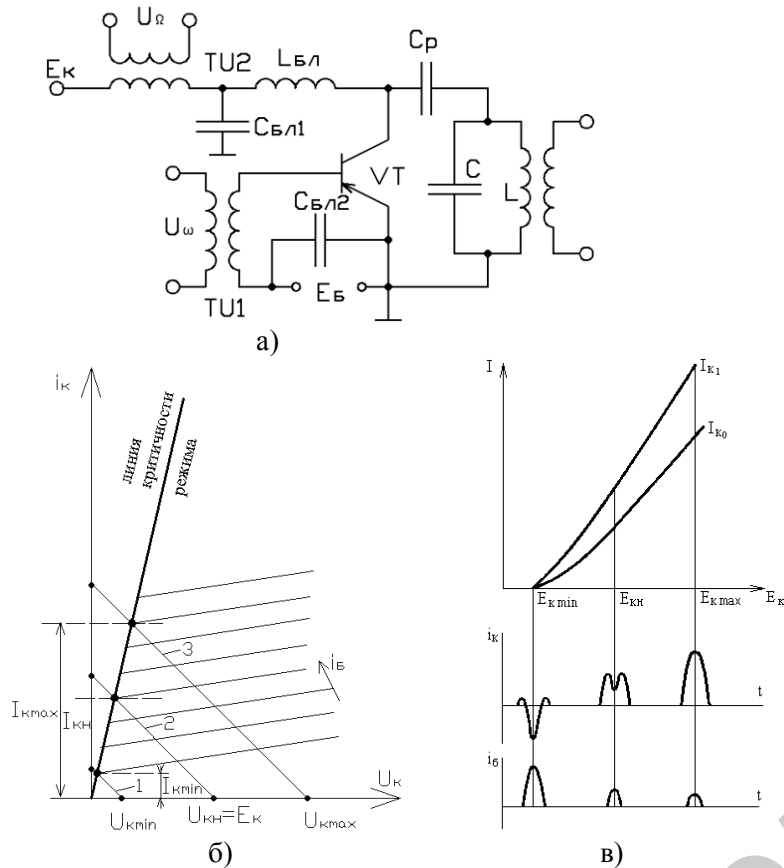


Рис. 5.6. Схема простой коллекторной модуляции (а), принцип работы модулятора (б), статические модуляционные характеристики (в)

Из графика рис. 5.6, б видно, что при изменении U_k изменяется и амплитуда импульса тока коллектора, а, следовательно, амплитуда первой гармоники. Модуляционная характеристика здесь достаточно линейна, что обуславливает минимальные нелинейные искажения. Линейность характеристики обусловлена перераспределением тока эмиттера между базой и коллектором. Это говорит также о том, что коллекторная модуляция осуществляется в перенапряженном режиме. С уменьшением E_k растет провал в импульсе тока коллектора (рис. 5.6, в). Появление значительных базовых токов при коллекторной модуляции при-

водит к наличию следующих существенных недостатков односторонней (простой) коллекторной модуляции:

- большая мощность источника напряжения возбуждения, так как $I_{\delta 1}$ – большой, разное изменение входного сопротивления модулируемого генератора, а также мощности возбуждения за период модулирующего напряжения;
- необходимость в отдельном источнике смещения с большим и значительно меняющимся током потребления $I_{\delta 0}$;
- при 100 % модуляции ($m = 1$) от модулятора требуется большая мощность

$$P_{\Omega} = 0,5U_{m\Omega} \cdot I_{m\Omega} = 0,5mE_k \cdot mI_{k0} = 0,5m^2P_{k0} = 0,5P_{k0}. \quad (5.5)$$

Таким образом, мощность модулятора равна половине мощности несущего колебания в режиме молчания. Для улучшения коллекторной модуляции ее дополняют еще базовой модуляцией, т. е. применяют комбинированную амплитудную модуляцию – двойную, тройную.

Назначение элементов схемы рис. 5.6 таково:

- $C_{\delta 1}$ – блокировочный конденсатор, на частоте возбуждения ω имеет малое сопротивление и большое на частоте модуляции Ω ;
- $C_{\delta 2}$ – блокировочный конденсатор в цепи базы, имеет малое сопротивление на частоте ω ;
- C_p – разделительный конденсатор, имеет малое сопротивление на частоте ω ($x_{cp} \ll R_{oe}$ контура);
- $L_{\delta 1}$ – блокировочный дроссель, имеет малое сопротивление на частоте Ω и большое на частоте возбуждения ω .

5.2. Расчет выходного каскада

1. Выбор транзистора выходного каскада производится исходя из выходной мощности и частотного рабочего диапазона.

Мощность в коллекторе транзистора определяется уравнением

$$P_{k\sim} = \frac{P_A}{\eta},$$

где P_A – заданная мощность в нагрузке, антенне;

$$\eta = 0,8 \div 0,9 \text{ – КПД контура.}$$

Предельная частота усиления тока в схеме определяется уравнением

$$f_T = |h_{21э}| \cdot f_{изм},$$

где $|h_{21э}|$ – модуль коэффициента усиления на частоте измерения $f_{изм}$.

Эти параметры указываются в справочнике. Выбор транзисторов производится исходя из неравенств

$$P_{кmax} \geq 0,5 P_{к-} \text{ и} \quad (5.6)$$

$$f_T \geq 10f_{max}, \quad (5.7)$$

где $P_{кmax}$ – максимальная мощность, рассеиваемая на коллекторе;

$$f_{max} \text{ – максимальная рабочая частота, равная } f = \frac{c}{\lambda};$$

$c = 300\,000$ км/с – скорость света.

При λ (м) частота равна $f = \frac{300}{\lambda(\text{м})}$ (МГц).

При выполнении неравенства (5.7) параметры транзисторов не зависят от частоты в рабочем диапазоне частот. Потом из справочника выписываются основные параметры. Параметры наиболее употребляемых транзисторов приведены в табл. 5.1.

2. Определяется значение граничной частоты в схеме с ОБ, т. е. f_α

$$f_\alpha = m \cdot f_T.$$

Коэффициент $m = 1,2$ для сплавных транзисторов и $m = 1,6$ для диффузионных.

3. Определяется время дрейфа носителей

$$t_{np} = \frac{1}{2} \pi \cdot f_\alpha.$$

4. Определяется угол пролета

$$\varphi_{np} = \omega t_{np}.$$

Угол пролета должен быть мал ($\varphi_{np} < 10^\circ$), и дальнейший расчет можно вести без учета зависимости параметров транзисторов от частоты.

5. Определение критического коэффициента использования коллекторного напряжения ведется по формуле

$$\xi_{кр} = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8P_{к-}}{\alpha_1 \cdot S_{кр} \cdot E_k^2}} \right).$$

Таблица 5.1

Тип транзистора	Проводимость	$f_T = h_{21э} f_{изм}$, МГц	$I_{кmax}$, А	$U_{кmax}$, В	$P_{кmax}$, Вт	$h_{21э}$	$ h_{21э} $	C_k , пФ	$C_э$, пФ	R_T , °C/Вт	$S_{кр}$, А/В	S , А/В	$E_{с0}$, В	$I_{кобр}$, мА	$E_{кв}$, В
КТ802А	п-р-п	20	5	130	50	30	1÷4,5 (1)			2,5	1,4	6	1,75	≤5	50
КТ803	п-р-п	20	10	60	60	20	≥2 (1)			1,66	1,75	5,5	1,75	≤5	30
КТ805	п-р-п	30	5	160	30	50	≥2 (1)			3,3	4,0	7,5	1,0	≤60	12
КТ808	п-р-п	10	10	120	50	10÷20	≥2 (2)	≤500		2	3,25	10	0,45	≤3	10
КТ809	п-р-п	5,5	3	400	40	15÷20	≥1,5 (2)	220		2,5	3,0	6,0	0,8	≤3	10
КТ818	п-р-п	3,0	10	25÷60	60 (100)	20				1,66	8	16	1,0	≤10	10
КТ819	п-р-п	3,0	10	25÷60	60 (100)	30				1,66	8	16	1,0	≤10	10
КТ902	п-р-п	50	5	65	30	20	≥3,5 (1)			3,3	2	10	0,85	<20	40
КТ903	п-р-п	150	3	60	30	15÷70 40÷180		≤180		3,3	1,4	12	0,8	≤10	36
КТ908	п-р-п	≥30	10	60	50	20÷60	3,0 (1)			2,0	5	25	0,7	≤25	12
КТ912	п-р-п	100	20	70	30	10÷80	≥3 (3)			1,66	16	30	0,7	≤1	12
КТ927	п-р-п	150	10	70	83	15÷30	5 (3)	150	2300	1,5	10	46	0,75	4,0	9

Примечание: (1) на частоте $f_{изм} = 10$ МГц

(2) на частоте $f_{изм} = 3,5$ МГц

(3) на частоте $f_{изм} = 30$ МГц

$S_{кр}$ – крутизна линии критического режима

S – крутизна сквозной статической характеристики, равная $\frac{\Delta I_k}{\Delta e_0}$

$E_{с0}$ – напряжение отсечки

Если второй член подкоренного выражения намного меньше первого, то можно использовать формулу

$$\xi_{кр} = 1 - \frac{2P_{к\sim}}{\alpha_1 \cdot S_{кр} \cdot E_{к}^2}.$$

6. Определяется амплитуда напряжения в контуре коллекторной нагрузки по уравнению

$$U_{тк} = \xi_{кр} \cdot E_{к} \cdot \delta$$

7. Амплитуда тока первой гармоники тока коллектора равна

$$I_{тк1} = \frac{2P_{к\sim}}{U_{тк}}.$$

8. По этой амплитуде можно определить амплитуду импульса тока коллектора

$$I_{к\text{имт}} = \frac{I_{тк1}}{\alpha_1}.$$

Коэффициенты α_1 , α_2 , α_0 определяются по заданному углу θ (рис. 5.2).

9. Дальше определяются

- постоянная составляющая тока коллектора

$$I_{к0} = I_{к\text{имт}} \cdot \alpha_0;$$

- мощность, подводимая к коллекторной цепи,

$$P_{к0} = E_{к} \cdot I_{к0};$$

- мощность потерь на коллекторе

$$P_{кп} = P_{к0} - P_{к\sim};$$

- КПД коллекторной цепи

$$\eta = \frac{P_{к\sim}}{P_{к0}};$$

- эквивалентное сопротивление коллекторной системы

$$R_{экр} = \frac{U_{тк}}{I_{тк1}}.$$

10. Расчет базовой цепи ведется в последовательности:

- амплитуда напряжения возбуждения равна

$$U_{тб} = \frac{I_{к\text{имт}}}{S(1 - \cos\theta)}.$$

Угол $\theta = 60 \div 90^\circ$ либо задан в ТУ, либо выбирается студентом самостоятельно;

- величина смещения на базе

$$E_{бсм} = E_{б0} - U_{тб} \cos\theta,$$

где $E_0 = 0,5 \div 1,5$ В – напряжение отсечки для транзисторов проводимости $n-p-n$;

- амплитуда импульса тока базы равна

$$I_{б\text{имт}} = \frac{I_{к\text{имт}}}{h_{21cp}}.$$

Средний коэффициент усиления тока в схеме ОЭ

$$h_{21cp} = \frac{h_{21э\text{max}} + h_{21э\text{min}}}{2};$$

- амплитуда тока первой гармоники тока базы определяется уравнением

$$I_{тб1} = I_{б\text{имт}} \cdot \alpha_1.$$

Коэффициенты α_0 , α_1 в базовой цепи такие же, как и в коллекторной цепи;

- постоянная составляющая тока базы равна

$$I_{б0} = I_{б\text{имт}} \cdot \alpha_0;$$

- мощность возбуждения на управляющем электроде, базе

$$P_{б} = \frac{1}{2} I_{тб1} \cdot U_{тб};$$

- мощность, теряемая в источнике базового смещения

$$P_{б0} = I_{б0} \cdot E_{бсм};$$

- мощность возбуждения в цепи базы

$$P_{бв} = P_{б} + P_{б0};$$

- коэффициент усиления по мощности каскада

$$K_p = \frac{P_A}{P_{бв}}.$$

Данные для расчета предоконечного каскада:

$$P_{нагр} = P_{бв(ок)}; \quad f_p = \frac{c}{\lambda}; \quad E_{к}.$$

6. Примеры расчетов

6.1. Расчет УЗЧ

Данные для расчета УЗЧ по схеме рис. 4.9:

- мощность в нагрузке $P_n = 10$ Вт;
- сопротивление нагрузки $R_n = 4$ Ом;
- диапазон ЗЧ $F_n = 25$ Гц; $F_g = 15\,000$ Гц;
- коэффициент гармоник $K_g = 0,01$ %;
- рабочий диапазон температур $T_{\max} = +50$ °С, $T_{\min} = -25$ °С;
- чувствительность $U_{ex} = 1$ мВ;
- входное сопротивление $R_{ex} = 10$ кОм;
- частотные искажения $M_n = M_g = 3$ дБ.

6.1.1. Расчет напряжения источника питания и выбор транзисторов ОКУ

Расчет ведется по формулам (4.2), (4.3), (4.4), (4.5)

$$E_{num} = \sqrt{10P_n \cdot R_n} = \sqrt{10 \cdot 10 \cdot 4} = \sqrt{400} \approx 20 \text{ В};$$

$$I_{\max} = \sqrt{\frac{2P' \sim}{R_n}}; \quad P' \sim = 1,1P_n = 1,1 \cdot 10 = 11 \text{ Вт};$$

$$I_{k \max} = \sqrt{\frac{2 \cdot 11}{R_n}} = \sqrt{\frac{22}{4}} = \sqrt{5,5} \approx 2,343 \text{ А} \approx 2,35 \text{ А};$$

$$f_{zp} = (2 \div 4) f_g \cdot h_{21g} = 3 \cdot 15000 \cdot 50 = 2250 \text{ кГц} = 2,25 \text{ МГц},$$

где $h_{21g} = 30 \div 50$ – коэффициент усиления.

По этим данным выбираем транзистор КТ819А с параметрами $I_{k \max} = 10$ А, $U_{кэ\max} = 25$ В, $P_{к\max} = 60$ Вт, $fh_{21g} \geq 3$ МГц при $I_g = 0,5$ А, $U_k = 5$ В, $h_{21g} = 30$ типовое значение $R_T = 2,5$ °С/Вт.

6.1.2. Расчет отдаваемой мощности

Расчет отдаваемой мощности ведется графоаналитическим методом. На семействе выходных характеристик транзистора проводим линию нагрузки через две точки (рис. 6.1):

$$1) U_k = 0,5E_{num} = 0,5 \cdot 20 = 10 \text{ В}, \quad I_k = 0 \text{ (точка А);}$$

$$2) I_{k \max} = \frac{E_{num}}{2R_n} = \frac{20}{2 \cdot 4} = \frac{20}{8} = 2,5 \text{ А (точка Б).}$$

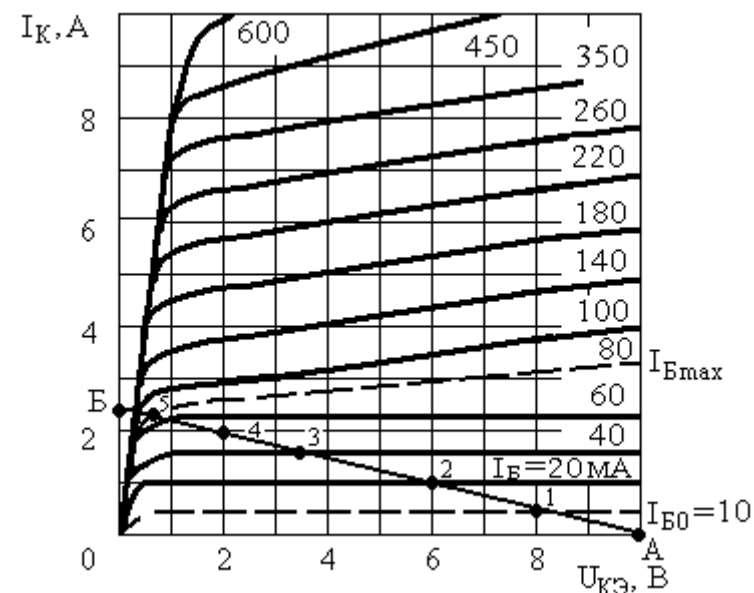
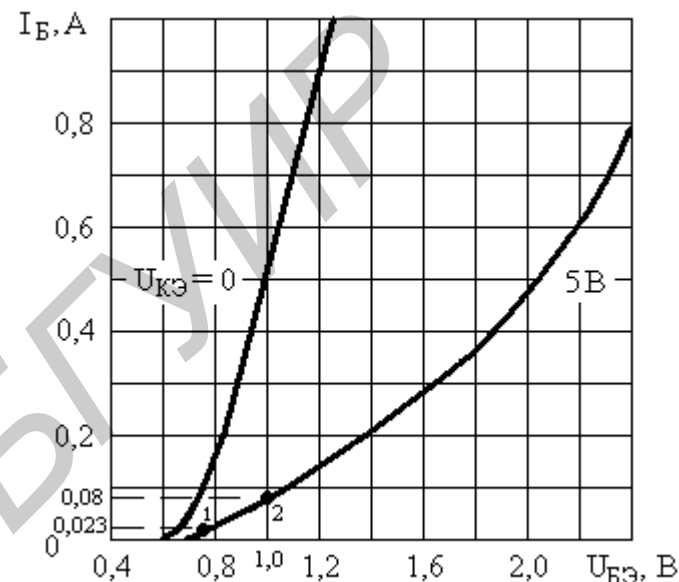


Рис. 6.1. Характеристики транзистора КТ819

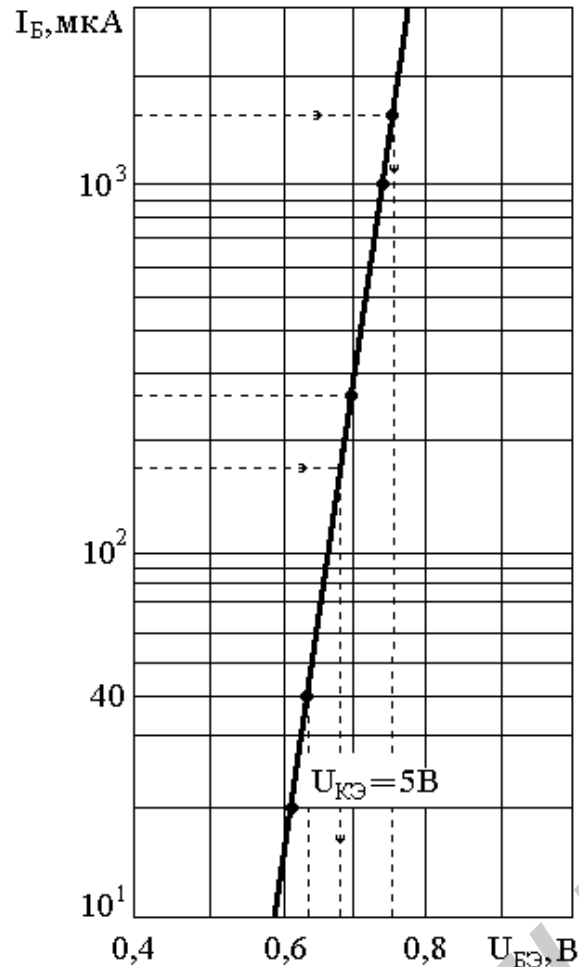


Рис. 6.2. Входная характеристика транзистора КТ502

Для тока $I_{к\max} = 2,35$ А по характеристикам определяем $U_{кост} = 0,3$ В.

По формулам (4.6), (4.7) определяем $U_{кэт} = 0,5E_{пит} - U_{кост} = 10 - 0,3 = 9,7$ В;

$P_{\sim н} = 0,5 \cdot U_{кэт} \cdot I_{к\max} = 0,5 \cdot 9,7 \cdot 2,35 \approx 11,4$ Вт $> P_{зад} = 10$ Вт.

6.1.3. Расчет базовой цепи

Ток коллектора покоя $I_{кп} = I_{к0}$ выбирается из соотношения $I_{к0} = (0,03 \div 0,05) I_{к\max} = 0,03 \cdot 2,35 = 0,0705$ А $\approx 0,07$ А = 70 мА.

Ток базы покоя будет равен $I_{бп} = I_{б0} = \frac{I_{к0}}{h_{21э}} = \frac{70}{30} = 2,33$ мА.

Максимальное значение тока базы равно

$$I_{б\max} = \frac{I_{к\max}}{h_{21э}} = \frac{2,35}{30} = 0,7833 \approx 0,783$$
 А ≈ 80 мА.

Полученные значения токов откладываем по вертикальной оси входных характеристик (рис. 6.2), потом с этих точек проводим горизонтальные прямые до пересечения с характеристикой для $U_k = 5$ В. По точкам пересечения с этой характеристикой определяется

$$U_{б0} = U_{бп} = 0,75$$
 В;

$$U_{б\max} = 1,0$$
 В.

Амплитуда тока и напряжения на базе

$$U_{бmVT5} = U_{б\max} - U_{б0} = 1 - 0,75 = 0,25$$
 В;

$$I_{бm} = I_{\max} - I_{б0} = 78,5 - 2,33 \approx 76$$
 мА.

Амплитуда напряжения на базах транзисторов относительно корпуса, т. е. на входе плеча оконечного каскада за счет наличия R9, R10, определяется уравнением

$$U_{бэкVT5} = U_{бэкVT6} = U_{m\text{вх}nl} = U_{бmVT5} + I_{к\max} \cdot R9 + U_{mн},$$

где $U_{mн} = I_{к\max} \cdot R_n = 2,35 \cdot 4 = 9,4$ В – амплитуда напряжения на нагрузке;

$$U_{m\text{вх}nl} = 0,25 + 2,35 \cdot 0,025 \cdot 4 + 9,4 = 0,25 + 0,235 + 9,4 = 9,885$$
 В;

$$R9 = R10 = (0,025 \div 0,05) R_n = 0,025 \cdot 4 = 0,1$$
 Ом.

Входное сопротивление одного плеча оконечного каскада с учетом ООС определяется уравнением

$$R_{\text{вх}nl} = \frac{U_{m\text{вх}nl}}{I_{мбVT5}} = \frac{9,885 \text{ В}}{76 \cdot 10^{-3} \text{ А}} = \frac{9885}{76} = 130$$
 Ом.

Мощность сигнала на входе

$$P_{\sim \text{вх}} = 0,5 U_{m\text{вх}nl} \cdot I_{мбVT5} = 0,5 \cdot 9,885 \cdot 76 \cdot 10^{-3} \text{ ВА} = 0,37563$$
 Вт $\approx 0,376$ Вт.

Коэффициент усиления ОК по мощности равен

$$K_p = \frac{P_m}{P_{\sim \text{вх}}} = \frac{11,4}{0,376} = 30,32$$
 раз.

6.1.4. Выбор режима и типа транзисторов VT3, VT4 фазоинверсного каскада

Исходные данные для расчета:

- мощность в нагрузке $P_n = P_{\sim \text{вх нл ОКУ}} = 0,376$ Вт;
- постоянный ток нагрузки $I_{он} = I_{\text{от нл}} = 2,33$ мА;
- максимальный ток нагрузки $I_{n\text{maxVT3}} = I_{\text{от maxVT5}} = 78,5$ мА.

Транзисторы VT3, VT4 работают в том же режиме (АВ или В), что и транзисторы VT5, VT6 ОКУ.

Напряжение покоя на резисторах R11, R12 должно быть равно напряжению покоя на переходах база–эмиттер транзисторов VT5, VT6. В данном примере эти напряжения равны

$$U_{R11} = U_{R12} = U_{\text{бэ нл VT5}} = 0,75 \text{ В.}$$

Для повышения стабильности работы ОКУ ток покоя транзисторов VT3, VT4 следует брать из выражения

$$I_{кн VT3} = I_{э нл VT3} = 1,2 I_{\text{от нл VT5}} = 1,2 \cdot 2,33 \approx 3 \text{ мА.}$$

При расчетном значении $I_{э нл VT3} = 3$ мА значения сопротивлений R11, R12 будут равны

$$R11 = R12 = \frac{U_{R11}}{I_{э нл VT3} - I_{э нл VT5}} = \frac{0,75 \text{ В}}{0,67 \text{ мА}} = \frac{75}{67} = 1194 \text{ Ом}$$

(по ГОСТ 10318–62 R11 = 1,2 кОм).

Выбор типа транзисторов VT3, VT4 проводится по тем же необходимым, допустимым параметрам – $P_{к доп}$, $I_{к доп}$, $U_{кэ доп}$, $f_{зр \text{ min}}$.

Они определяются уравнениями:

- мощность рассеивания на коллекторе

$$P_{к доп} = \frac{P_n (1 - \eta_k)}{\eta_k},$$

где P_n – мощность в нагрузке, $P_n = P_{\sim \text{вх плеча}}$;

η_k – КПД каскада, $\eta_k = 0,5 \div 0,4$ (режим А) и $\eta_k = 0,7$ (режим В);

- допустимый ток коллектора равен

$$I_{к доп} > I_{э нл VT3} + \frac{U_{\text{мб VT5}}}{R11} + I_{\text{мб VT5}};$$

- допустимое коллекторное напряжение

$$U_{к доп} \geq (1,1 \div 1,2) E_{\text{пит}}.$$

Для данного примера:

$$P_{к доп} = \frac{1 - 0,7}{0,7} P_n = \frac{0,3}{0,7} \cdot 0,376 = 0,16 \text{ Вт} = 160 \text{ мВт};$$

$$I_{к доп} > 3 \cdot 10^{-3} + \frac{0,25}{1,2 \cdot 10^3} + 76 \cdot 10^{-3} = 79 \cdot 10^{-3} + 0,2 \cdot 10^{-3} = 80 \text{ мА};$$

$$U_{к доп} = 1,2 E_{\text{пит}} = 1,2 \cdot 20 = 24 \text{ В.}$$

$$f_{зр} = (2 \div 4) F_{\text{с}} \cdot h_{21 \text{э}} = 3 \cdot 15 \text{ 000} \cdot 50 = 2,25 \text{ МГц.}$$

По этим данным выбираются транзисторы типа КТ502 (А, Б) КТ503 (А, Б, В, Г, Д) с параметрами:

Транзистор		Параметры				
Тип	Проводимость	$P_{к доп}$, Вт	$U_{к доп}$, В	$I_{к доп}$, мА	$f_{зр}$, МГц	$h_{21 \text{э}}$, типовое
КТ502	р-п-р	0,50	25,40, 60,80 ¹⁾	300	5,0	75 ÷ 135 ¹⁾
КТ503	п-р-п	0,50	25,40, 60,80 ¹⁾	300	5,0	75 ÷ 135 ¹⁾

П р и м е ч а н и е. ¹⁾ В зависимости от буквы А, Б, В, Г, Д, Е

6.1.5. Расчет базовой цепи транзисторов VT3, VT4

Для типового значения $h_{21 \text{э сред}} = 0,5$ ($h_{21 \text{э max}} + h_{21 \text{э min}}$) выбранного транзистора проводится расчет базовой цепи, при этом $h_{21 \text{э рас}} = h_{21 \text{э min}}$ (по справочнику) либо $h_{21 \text{э рас}} = h_{21 \text{э ср}}$, $h_{21 \text{э р}} = 75$ (min).

Определяются значения токов базы покоя и максимального значения тока базы:

$$I_{\text{бн VT3}} = I_{\text{б0 VT3}} = \frac{I_{э нл VT3}}{h_{21 \text{э рас}}} = \frac{1,2 I_{\text{от нл VT5}}}{h_{21 \text{э рас}}} = \frac{3,0}{75} = 0,04 \text{ мА} = 40 \text{ мкА};$$

$$I_{\text{б max VT3}} = \frac{I_{\text{от max VT5}} + \frac{U_{\text{бэ max VT5}}}{R11}}{h_{21 \text{э}}} = \frac{78,3 + 0,83}{75} = \frac{79}{75} = 1,05 \text{ мА.}$$

По входным характеристикам транзисторов КТ502 (КТ503) (рис. 6.2) определяем

$$U_{\text{бэ нл VT3}} = 0,62 \text{ В} \quad (I_{\text{бн}} = 40 \text{ мкА});$$

$$U_{\text{бэ max}} = 0,75 \text{ В} \quad (I_{\text{б max}} = 1050 \text{ мкА}).$$

Амплитуда сигнала по напряжению на переходе база–эмиттер VT3 равна

$$U_{\text{бэ т}} = U_{\text{бэ max}} - U_{\text{б0}} = 0,75 - 0,62 = 0,13 \text{ В.}$$

Амплитуда базового тока равна

$$I_{mб} = I_{бmax} - I_{б0} = 1050 - 40 \approx 1000 \text{ мкА.}$$

Напряжение на коллекторе VT2 в режиме покоя относительно корпуса равно

$$U_{кнVT2} = U_{бэпVT3} + U_{бэпVT5} + I_{к0VT5} \cdot R9 + 0,5E_{num} = \\ = 0,6 + 0,75 + 0,07 \cdot 0,1 + 10 = 11,37 \approx 11,4 \text{ В.}$$

Амплитуда напряжения сигнала на базе VT3 относительно корпуса равна

$$U_{мбVT3-корп} = U_{мбэVT3} + U_{мбэVT5} + I_{мкVT5} \cdot R9 + U_{ми},$$

где $U_{мбэVT3} = 0,13 \text{ В}$ – амплитуда напряжения сигнала на переходе база–эмиттер транзисторов VT5, VT3;

$$U_{мбэVT5} = 0,25 \text{ В;}$$

$$I_{мкVT5} = 2,28 \text{ А – амплитуда тока коллектора VT5;}$$

$$U_{ми} = I_{кнVT5} (R_n + R9) = 2,28 \cdot 4,1 = 9,348 \approx 9,35 \text{ –}$$

амплитуда сигнала на нагрузке;

$$R_n + R9 = 4,1 \text{ Ом.}$$

$$U_{мбVT3} = 0,13 + 0,25 + 9,35 = 9,8 \text{ В – амплитуда напряжения сигнала на базе VT3;}$$

$$R_{вх.пл} = \frac{U_{мбVT3}}{I_{мбVT3}} = \frac{9,8}{1} = 9,8 \text{ кОм – входное сопротивление}$$

плеча.

6.1.6. Расчет каскада на транзисторе VT2

Исходные данные для расчета:

- диапазон частот $F_n = 25 \text{ Гц}$, $F_в = 15\,000 \text{ Гц}$;
- напряжение питания $E_{num} = 20 \text{ В}$;
- амплитуда выходного напряжения $U_{мввых} = U_{мб-корпусVT3} = 11,36 \text{ В}$;
- амплитуда тока нагрузки $I_{ми} = I_{мбVT3} = 1 \text{ мА}$;
- постоянное напряжение на коллекторе VT2 относительно корпуса равно

$$U_{кн-кVT2} = U_{бэпVT3} + U_{бэпVT5} + I_{к0VT3} \cdot R9 + 0,5E_{см} = \\ = 0,62 + 0,75 + 0,07 \cdot 0,1 + 10 = 11,427 \approx 11,4 \text{ В.}$$

Для нижнего плеча справедливы следующие уравнения:

$$U_{бп-корпусVT4} = 0,5E_{num} - I_{к0VT6} \cdot R10 - U_{бэпVT4} =$$

$= 0,5 \cdot 20 - 0,07 \cdot 0,1 - 0,6 = 10 - 0,6 = 9,4 \text{ В}$ – напряжение покоя на базе VT4 относительно корпуса;

$U_{мбVT4} = U_{ми} + I_{кнVT6} \cdot R10 + U_{мбэVT4} = 9,35 + 0,13 \approx 9,5 \text{ В}$ – амплитуда напряжения сигнала.

6.1.7. Выбор типа транзистора VT2 и его режима

Тип транзистора VT2 и его режим выбираются, исходя из следующих соображений.

Транзистор VT2 работает в режиме А, т. е. без отсечки тока коллектора, ток покоя транзистора выбирается в пределах

$$I_{кн} = (1,2 \div 1,3), I_{ми} = 1,2 \cdot I_{ми} = 1,2 \cdot I_{мбVT3} = 1,2 \cdot 1 = 1,2 \text{ мА.}$$

Максимальное значение тока коллектора транзистора должно удовлетворять неравенству

$$I_{кдоп} > (2,5 \div 3), I_{ми} = 3 \cdot 1 \text{ мА} = 3 \text{ мА.}$$

Максимально допустимое значение напряжения на коллекторе равно

$$U_{кдоп} = (1,2 \div 1,3) \cdot E_{num} = 1,2 \cdot 20 = 24 \text{ В.}$$

Мощность, рассеиваемая на коллекторе, должна быть

$$P_{кдоп} \geq P_n \cdot \frac{1-\eta}{\eta} = \frac{U_{ми} \cdot I_{ми}}{2} \cdot \frac{1-\eta}{\eta} = \frac{11,3 \cdot 1}{2} \cdot \frac{1-0,4}{0,4} = \\ = \frac{11,3 \cdot 0,6}{2 \cdot 0,4} = 8,5 \text{ мВт;}$$

$$U_{ми} = U_{мбVT3};$$

$$I_{ми} = I_{мбVT3};$$

$$f_{зр} = (2 \div 3) \cdot F_в \cdot h_{21э} = 2 \cdot 15\,000 \cdot 30 = 900\,000 \text{ Гц} = 900 \text{ кГц.}$$

По этим данным подходящим транзистором служит транзистор КТ315А с параметрами:

$$P_{кдоп} = 150 \text{ мВт;}$$

$$I_{кmax} = 100 \text{ мА; } U_{кэ} = 25 \text{ В;}$$

$$h_{21э} = \frac{30}{120} |h_{21э}| = 2,7 \text{ на } f_{изм} = 100 \text{ мГц, } C_k = 7 \text{ пФ.}$$

$$h_{11б} = 40 \text{ Ом, } h_{22б} = 4 \cdot 10^{-7} \text{ См, } r_б \cdot C_k = 120 \text{ пФ.}$$

6.1.8. Расчет коллекторной цепи транзистора VT2

Ток коллектора покоя VT2 должен быть равен $I_{кн} = (1,2 \div 1,5) \times I_{мбVT3}$, $I_{ми} = (1,2 \div 1,5)$; $I_{бмVT3} = 1,2 \text{ мА.}$

При малых значениях тока $I_{кп}$ допускается выбор $I_{кп}$ в пределах $1 \div 5$ мА.

После выбора тока коллектора покоя VT2 производится расчет сопротивления R8 по уравнению для расчетного значения $I_{кп}$.

$$(R_n + R8) = \frac{U_{\text{бн-корн}VT4}}{I_{кпVT2}} = \frac{9,4 \text{ В}}{1,2 \text{ мА}} \cong 7,83 \text{ кОм} \approx 7,8 \text{ кОм.}$$

$$R8 = (R_n + R8) - R_n = 7,8 - 0,004 \approx 7,8 \text{ кОм.}$$

По току коллектора VT2 производится выбор диода. Для кремниевых диодов Д219, Д220 А, Б $U_{np} = 0,4 \div 0,8$ В при токе $1 \div 10$ мА.

Для германиевых диодов Д310, Д311, Д312 $U_{np} = 0,1 \div 0,3$ В при $I_{np} \leq 10$ мА. В примере выбираем диод Д220В, для которого $U_{прям} = 0,5$ В.

Сопротивление R7 определяется по уравнению

$$R7 = \frac{U_{\text{бн-кор}VT3} - U_{\text{бн-кор}VT4} - U_{\text{прям}VD}}{I_{кп}} = \frac{11,43 - 9,4 - 0,5 \text{ В}}{1,2 \text{ мА}} =$$

$$= 1,275 \text{ кОм}; \text{ по ГОСТ 10318-62 } R7 = 1,2 \text{ кОм.}$$

6.1.9. Расчет базовой цепи транзистора VT2

Базовая цепь транзистора VT2 рассчитывается в следующей последовательности.

Ток покоя базы транзистора VT2 равен

$$I_{\text{бн}VT2} = \frac{I_{кпVT3}}{h_{21\beta VT2}} = \frac{1,2}{75} = 0,016 \text{ мА};$$

По входной характеристике транзистора КТ315А определяется $U_{\text{бэн}} = 0,5$ В.

Сопротивление эмиттера рассчитывается по уравнению

$$r_e = \frac{26}{I_e (\text{мА})} = \frac{26}{1,2} = 21,6 \text{ Ом.}$$

Коэффициент усиления каскада на транзисторе VT2 равен

$$K_u = \frac{h_{21\beta VT2} \cdot R_{к-VT2}}{R_{\text{э}VT2}},$$

где $R_{к-VT2} = (R7 + R8) \cdot \frac{R_{\text{э}VT3}}{R7 + R8 + R_{\text{э}VT3}}$ – сопротивление

коллекторной нагрузки по переменному току;

$$R_{\text{э}VT3} = R_{\text{э-VT3}} \cdot h_{21\beta VT3},$$

где $R_{\text{э-VT3}} = R11 \cdot \frac{R_{\text{э}VT5}}{R11 + R_{\text{э}VT5}}$ – эквивалентное сопротивление

в цепи эмиттера транзистора VT3 по переменному току;

$$R_{\text{э}VT5} = h_{21\beta VT5} \cdot R_n = 30 \cdot 4 = 120 \text{ Ом} - \text{входное сопротивление транзистора VT5.}$$

$$R_{\text{э-VT3}} = 1200 \cdot \frac{120}{1200 + 120} = 109 \text{ Ом.}$$

R11 = 1200 Ом было рассчитано раньше.

$$R_{\text{э}VT3} = 109 \cdot 75 = 8175 \text{ Ом.}$$

$$R_{к-VT2} = \frac{(7,8 + 1,2) \cdot 8,175}{7,8 + 1,2 + 8,175} = \frac{9 \cdot 8,2}{17,2} = 4,3 \text{ кОм.}$$

Входное сопротивление транзистора VT2 определяется уравнением $R_{\text{э}VT2} = r_e + r_e \cdot (1 + h_{21\beta VT2})$.

$$r_e = h_{11\delta} = 40 \text{ Ом}; \quad r_e = \frac{26}{I_e (\text{мА})} = \frac{26}{1,2} = 21,6 \text{ Ом};$$

$$R_{\text{э}VT2} = 40 + 21,6 \cdot (1 + 75) = 40 + 1646 \approx 1700 \text{ Ом.}$$

Коэффициент усиления каскада по напряжению равен

$$K_{uVT2} = \frac{h_{21\beta VT2} \cdot R_{к-VT2}}{R_{\text{э}VT2}} = \frac{75 \cdot 4300}{1700} = 190.$$

6.1.10. Расчет каскада на транзисторе VT1

Исходные данные:

- диапазон частот $F_n = 2,5$, $F_g = 15\,000$ Гц;
- напряжение питания $E_{num} = 20$ В;
- амплитуда выходного напряжения $U_{\text{мв}VT1} = U_{\text{мб}VT2} = 0,06$ В;
- ток нагрузки $I_n = I_{\text{бн}VT2} = 16$ мкА;
- напряжение покоя на коллекторе относительно корпуса

равно

$$U_{кп-к} = E_{num} - U_{\text{бэн}VT2} = 20 - 0,5 = 19,5 \text{ В.}$$

Постоянное напряжение на резисторе R4 равно напряжению база-эмиттер транзистора VT2 в режиме покоя.

Транзистор VT1 выбирается по тем же параметрам, что и VT2, определяющим здесь является допустимое напряжение $U_{кэ \text{ доп}}$, так как мощность рассеивания P_k транзистора минималь-

на, а ток коллектора транзистора в схеме тоже минимален. Для повышения стабильности работы усилителя принимаем ток коллектора покоя из соотношения

$$I_{кн} = (2 \div 3) I_{бнVT2} = 2,5 \cdot 0,016 = 40 \text{ мкА.}$$

Тогда сопротивление R4 равно

$$R4 = \frac{U_{R4}}{I_{кн} - I_{н}} = \frac{0,5 \text{ В}}{40 - 16 \text{ мкА}} = \frac{0,5}{24} \cdot 10^6 \approx 20 \text{ кОм.}$$

6.1.11. Расчет базовой цепи транзистора VT1

Базовая цепь VT1 рассчитывается в следующей последовательности:

- определяется ток покоя базы VT1 по уравнению

$$I_{бнVT1} = \frac{I_{кн}}{h_{21эсп}} = \frac{0,04}{75} = 0,5 \text{ мкА;}$$

- $U_{бэп} = 0,48 \text{ В}$ – по входной характеристике транзистора КТ315А.

Для расчета базового делителя напряжения задаемся падением напряжения на резисторе R6 в пределах

$$U_{R6} = (0,01 \div 0,1) \cdot E_{num} = (0,01 \div 0,1) \cdot 20 = 0,2 \div 2 \text{ В.}$$

Расчетное значение $U_{R6} = 1 \text{ В.}$

Ток делителя R1, R2, R3 из соображений стабильности выбирается в $3 \div 100$ раз больше тока базы покоя транзистора VT1. Расчетное значение равно

$$I_{дел} = 100 I_{бнVT1} = 100 \cdot 0,53 \approx 50 \text{ мкА.}$$

Сопротивление R3 равно

$$R3 = \frac{(U_{бэпVT1} + U_{R6} + 0,5E_{num})}{I_{дел}} = \frac{0,48 + 1,0 + 10}{50} \frac{\text{В}}{\text{мкА}} = \frac{11,48}{50} = 0,2296 \text{ МОм} = 0,3 \text{ МОм}$$

по ГОСТ 10318–62 $R3 = 270 \text{ кОм.}$

Падение напряжения на фильтре ΔU_{ϕ} принимается небольшим и равным $0,2 \div 2 \text{ В.}$

Расчетное значение $\Delta U_{\phi} = 1 \text{ В,}$ тогда

$$R_{\phi} = R1 = \frac{\Delta U_{\phi}}{I_{дел} + I_{бн}} \approx \frac{1}{50} \frac{\text{В}}{\text{мкА}} = 0,02 \text{ МОм} = 20 \text{ кОм.}$$

Конденсатор C1 выбирается из соотношения

$$C1 \geq \frac{(10 \div 20)}{2\pi F_{н} R1} = \frac{15}{6,28 \cdot 25 \cdot 20 \cdot 10^3} = \frac{15}{3140} \cdot 10^{-3} = 0,0047 \cdot 10^{-3} = 5 \cdot 10^{-6} \text{ Ф} = 5,0 \text{ мкФ.}$$

Сопротивление R2 определяется по формуле

$$R2 \approx \frac{E_{num} - \Delta U_{\phi} - U_{бэпVT1} - U_{R6} - 0,5E_{num}}{I_{дел}} = \frac{0,5E_{num} - \Delta U_{\phi} - U_{бэпVT1} - U_{R6}}{I_{дел}} = \frac{10 - 1 - 0,48 - 1,0}{50} \frac{\text{В}}{\text{мкА}} = 0,150 \text{ МОм} = 150 \text{ кОм.}$$

Входное сопротивление делителя равно

$$R_{вх дел} = \frac{R2 \cdot R3}{R2 + R3} = \frac{150 \cdot 270}{150 + 270} = \frac{150 \cdot 270}{420} = 96,5 \text{ кОм.}$$

Сопротивление R5 определяет величину местной отрицательной обратной связи и лежит в пределах $0,1 \div 1,0 \text{ кОм.}$ При расчетном значении $R5 = 1000 \text{ Ом}$ входное сопротивление транзистора равно

$$R_{вх тр-па} = h_{21э} \cdot R5 = 75 \cdot 1 = 75 \text{ кОм.}$$

Входное сопротивление усилителя равно

$$R_{вх ус} = \frac{R_{вх дел} \cdot R_{вх тр-па}}{R_{вх дел} + R_{вх тр-па}} = \frac{96,5 \cdot 75}{96,5 + 75} = 42 \text{ кОм.}$$

Разделительная емкость C2 определяется по формуле

$$C2 \geq \frac{10}{2\pi F_{н} \cdot R_{вх ус}} = \frac{10}{6,28 \cdot 25 \cdot 42 \cdot 10^3} = 0,15 \cdot 10^{-6} \approx 0,2 \text{ мкФ.}$$

Коэффициент усиления каскада на VT1 по напряжению равен

$$K_{uVT1} = \frac{h_{21эVT1} \cdot R_{к-VT1}}{R_{вхVT1}} \approx \frac{R_{к-VT1}}{R5}$$

$$R_{к-VT1} = \frac{R4 \cdot R_{вхVT2}}{R4 + R_{вхVT2}} = \frac{20 \cdot 1,7}{21,7} = 1,56 \text{ кОм.}$$

$$K_{uVT1} = \frac{1,56}{1} = 1,56 \text{ раз.}$$

6.1.12. Расчет разделительной емкости C4 и поверхности радиатора

Величина разделительной емкости C4 определяется по формуле:

$$C4 = \frac{10 \div 5}{2\pi \cdot F_n \cdot R'_n},$$

где $R'_n = R_n + R_{\text{выхОКУ}}$;

$$R_{\text{выхОКУ}} = (1,2 \div 1,3)R_n.$$

Для примера

$$C4 = \frac{7}{6,28 \cdot 25(4 + 1,3 \cdot 4)} = \frac{7}{6,28 \cdot 25 \cdot 9,2} = 0,048 \Phi = 4,8 \cdot 10^{-3} \Phi = 4800 \cdot 10^{-6} \Phi = 5000 \text{ мкФ}.$$

Расчет поверхности радиатора под транзисторы ОКУ ведется по формуле

$$S_{\text{рад}}(\text{см}^2) = \frac{1440P_k}{T_{n\text{max}} - T_{e\text{max}} - P_k \cdot R_{nk}},$$

где $P_k = \frac{0,1U_{кэ0}^2}{R_n} = \frac{0,1 \cdot 10^2}{4} = 2,5 \text{ Вт}$ – мощность, рассеиваемая на

коллекторе транзистора оконечного каскада;

$$T_{n\text{max}} = (0,5 \div 0,9) T_{\text{перех. справ.}};$$

$T_{\text{перех. max}} = 0,8 \cdot 125 = 100 \text{ }^\circ\text{C}$ – максимальная температура перехода в условиях эксплуатации;

$T_{e\text{max}} = 50 \text{ }^\circ\text{C}$ – максимальная температура окружающей среды;

$R_{nk} = 2,5 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$ – тепловое сопротивление переход-корпус из справочных данных транзистора.

$$S_{\text{рад}}(\text{см}^2) = \frac{1440 \cdot 2,5}{100 - 50 - 2,5 \cdot 2,5} = 81,8 \approx 82 \text{ см}^2.$$

6.1.13. Расчет частотной характеристики оконечного каскада

Коэффициент частотных искажений ОКУ определяется по формуле

$$M_{нч} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{2\pi F_n C_4 (R_n + R_{\text{выхОКУ}})} \right)^2}.$$

Расчет производится для трех значений частот – $0,5F_n$ (12,5 Гц), F_n (25 Гц), $2F_n$ ($2 \cdot 25 = 50$ Гц);

Для примера: $F_n = 12,5 \text{ Гц}$

$$M_{н1} = \sqrt{1 + \left(\frac{1}{6,28 \cdot 12,5 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot (4 + 5,2)} \right)^2} = \sqrt{1 + (0,2)^2} = \sqrt{1,04} = 1,02 \text{ раз (0,17 дБ)}.$$

На частоте $F_n = 25 \text{ Гц}$

$$M_{н2} = \sqrt{1 + (0,1)^2} = \sqrt{1,01} = 1,005 \text{ раз (0,043 дБ)}.$$

На частоте $F_n = 50 \text{ Гц}$

$$M_{н3} = \sqrt{1 + (0,05)^2} = \sqrt{1 + 0,0025} = 1,0012 \text{ раз (0,0108 дБ)}.$$

Коэффициент ослабления $Y_{нч}$ на этих частотах равен:

$$Y_1 = \frac{1}{M_{н1}} = \frac{1}{1,02} = 0,98; \quad Y_2 = \frac{1}{M_{н2}} = \frac{1}{1,005} = 0,995;$$

$$Y_3 = \frac{1}{M_{н3}} = \frac{1}{1,0012} = 0,99875.$$

6.1.14. Расчет коэффициента гармоник оконечного каскада

Для определения коэффициента гармоник строится сначала сквозная динамическая характеристика (рис. 6.3) по уравнению

$$e_{\text{ист}} = U_{бэ} + I_b R_{\text{ист}} + (R_n + R_9) I_k,$$

где $e_{\text{ист}}$ – ЭДС источника сигнала,

$U_{бэ}$ – напряжение база–эмиттер транзистора VT5;

I_k, I_b – токи коллектора, базы транзистора VT5;

$R_{\text{ист}}$ – сопротивление источника сигнала;

$R_{\text{ист}} = R_8$ (для рис. 4.7) и R_{11} (для рис. 4.9); $R_n = 4 \text{ Ом}$;

$R_9 = 0,1 \text{ Ом}$.

Величина	Точка					
	0'	1'	2'	3'	4'	5'
$I_k, \text{ А}$	0,07	0,5	1,0	1,7	2,0	2,35
$I_b, \text{ А}$	0,023	0,016	0,033	0,057	0,067	0,0783
$U_{бэ}, \text{ В}$	0,75	0,8	0,86	0,94	0,97	1,01
$e_{\text{ист}}, \text{ В}$	1,223	4,146	7,633	12,53	14,6	17

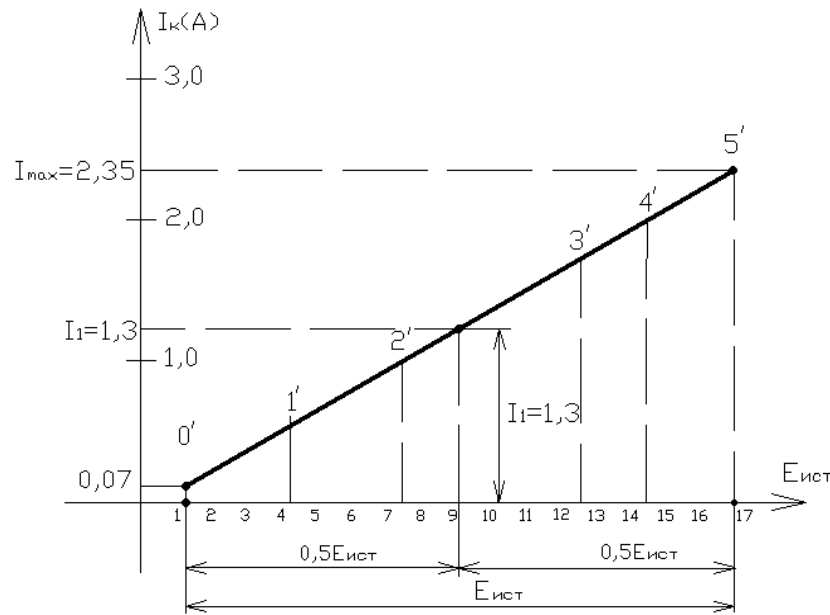


Рис. 6.3. Сквозная динамическая характеристика ОКУ

Для построения динамической характеристики на линии нагрузки выбираем точки 0', 1', 2', 3', 4', 5', для которых ток коллектора равен 0,07; 0,5; 1,0; 1,7; 2,0; 2,35 А.

Для определения напряжения на базе при различных токах базы начальный участок входной характеристики можно считать линейным с наклоном α , для которого

$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{\Delta I_{\bar{\sigma}}}{\Delta U_{\bar{\sigma}}} = \frac{I_{\bar{\sigma} \max} - I_{\bar{\sigma} 0}}{U_{\bar{\sigma} \max} - U_{\bar{\sigma} 0}} = \frac{0,0783 - 0,0023}{1,0 - 0,75} = \frac{0,076}{0,25} = 0,3 \frac{\text{А}}{\text{В}}$$

Напряжение на базе в точках 1', 2', 3', 4', 5' рассчитываем по уравнению

$$U_{\bar{\sigma} \alpha} = U_{\bar{\sigma} 0} + \frac{I_{\bar{\sigma}}}{\operatorname{tg} \alpha}; \quad I_{\bar{\sigma}} = \frac{I_{\kappa}}{h_{21\beta}}; \quad U_{\bar{\sigma} 0} = E_0 = 0,75 \text{ В}$$

Для точки 1' это будет напряжение

$$U_{\bar{\sigma} \alpha 1} = 0,75 + \frac{0,016 \text{ А}}{0,3 \text{ А/В}} = 0,75 + \frac{0,016}{0,3} = 0,75 + 0,05 = 0,8$$

Коэффициент нелинейных искажений по второй гармонике

определяется асимметрией схемы и равен

$$K_{z2} = \frac{B}{2(2+B)},$$

где $B = 0,1 \dots 0,2$ – коэффициент асимметрии плеч схемы.

$$K_{z2} = \frac{0,15}{2 \cdot (2 + 0,15)} = \frac{0,15}{2 \cdot 2,15} = \frac{0,15}{4,3} = 0,0348$$

Коэффициент нелинейных искажений по третьей гармонике равен

$$K_{z3} = \frac{|I_{\max} - 2I_1|}{2(I_{\max} + I_1)} = \frac{|2,35 - 2 \cdot 1,3|}{2 \cdot (2,35 + 1,3)} = \frac{0,25}{7,3} = 0,034$$

Общий коэффициент гармоник равен

$$K_{z0\alpha} = \sqrt{K_{z2}^2 + K_{z3}^2} = \sqrt{0,024^2 + 0,034^2} = \sqrt{(2,4^2 + 3,4^2) \cdot 10^{-4}} = 10^{-2} \sqrt{2,4^2 + 3,4^2} = 10^{-2} \sqrt{5,76 + 11,69} = 0,042 (4,2\%)$$

Полученный $K_{z0\alpha}$ рассчитан в предположении, что транзистор оконечного каскада включен по схеме с ОЭ. Для схемы с ОК за счет обратной связи

$$K_{z0\kappa} = K_{z0\alpha} (1 - K_{\kappa\text{сч}});$$

$$K_{\kappa\text{сч}} = \frac{U_{\text{мл}}}{U_{\text{вхпл}}} = \frac{(I_{\kappa \max} - I_{\kappa 0}) R_{\text{н}}}{(U_{\bar{\sigma} \max} - U_{\bar{\sigma} 0}) + (I_{\kappa \max} - I_{\kappa 0}) R_{\text{н}}} = \frac{I_{\kappa\text{м}} \cdot R_{\text{н}}}{U_{\bar{\sigma} \text{м}} + I_{\kappa\text{м}} R_{\text{н}}} = \frac{(2,35 - 0,07) 4}{1 - 0,75 + (2,35 - 0,07) 4} = \frac{2,28 \cdot 4}{0,25 + 2,28 \cdot 4} = \frac{9,12}{0,25 + 9,12} = 0,97$$

коэффициент передачи по напряжению схемы ОК на СЧ, тогда

$$K_{z0\kappa} = K_{z0\alpha} (1 - K_{\kappa\text{сч}}) = 0,042 \cdot (1 - 0,97) = 0,042 \cdot 0,03 = 4,2 \cdot 3 \cdot 10^{-4} = 12,6 \cdot 10^{-4} = 0,00126 (0,126\%)$$

Для получения более низкого значения K_z , заданного в ТЗ, вводится межкаскадная ООС за счет R5, R6. Глубина ООС рассчитывается по формуле

$$A = (1 + \beta K_u) = \frac{K_{z0\kappa}}{K_{z\text{зад}}} = \frac{0,126}{0,01} = 12,6,$$

$$\text{где } \beta - \text{коэффициент обратной связи, } \beta = \frac{R5}{R5 + R6};$$

K_u – коэффициент усиления по напряжению без ООС,

равный $K_u = K_{u1} \cdot K_{u2} \cdot K_{эн}$,

где $K_{u1} = 1,56$ – коэффициент усиления каскада на VT1;

$K_{u2} = 190$ – коэффициент усиления каскада на VT2;

$K_{эн} = 0,95 \div 0,97$ – коэффициент передачи по напряжению каскадов на VT3, VT5;

$K_u = 1,5 \cdot 190 \cdot 0,95 = 270$.

При выбранном $R5 = 1$ кОм сопротивление $R6$ находится по уравнению

$$R6 = \frac{R5(K_u - A + 1)}{A - 1} = \frac{1 \cdot (270 - 11,6)}{12,6} = 20 \text{ кОм}.$$

За счет межкаскадной ООС коэффициент усиления усилителя уменьшается в A раз, во столько же возрастет $R_{вх}$ транзистора.

С учетом этого вычисляются:

- входное сопротивление транзистора

$$R_{вх\text{тр}} = h_{21э\text{VT1}} \cdot R5 \cdot A = 75 \cdot 1 \cdot 12,6 \text{ кОм} = 945 \text{ кОм};$$

- входное сопротивление каскада

$$R_{вх\text{каскад}} = \frac{R_{вх\text{дел}} \cdot R_{вх\text{тр}}}{R_{вх\text{дел}} + R_{вх\text{тр}}} = \frac{96,5 \cdot 945}{96,5 + 945} = 87,6 \text{ кОм};$$

- входное напряжение усилителя при наличии МОС

$$U_{вх} = \frac{U_{тн}}{K_{иос}} = \frac{U_{тн}}{\frac{K_u}{A}} = \frac{U_{тн} \cdot A}{K_u} = \frac{12,6 \cdot 9,8}{270} = 0,44 \approx 0,5 \text{ В}.$$

- емкость конденсатора $C3$

$$C3 = \frac{10}{2\pi F_H R5} = \frac{10}{6,28 \cdot 25 \cdot 1 \cdot 10^3} = \frac{10^{-2}}{6,28 \cdot 25} = 6 \cdot 10^{-5} \text{ Ф} = 60 \text{ мкФ}.$$

6.1.15. Расчет предварительного усилителя ЗЧ

Данные для расчета предварительного усилителя ЗЧ:

- амплитуда выходного напряжения $U_{твых} = 0,5 \text{ В}$;

- напряжение питания $E_{пит} = 20 \text{ В}$;

- сопротивление нагрузки $R_H = 87,6 \text{ кОм}$;

- диапазон частот $F_H = 25 \text{ Гц}$, $F_G = 15000 \text{ Гц}$.

Питание предварительного усилителя можно вести пониженным напряжением 9, 12 В. Для получения такого напряже-

ния можно использовать отдельный стабилизированный источник питания или стабилизатор напряжения (параметрический или компенсационного типа), который понижал бы питание усилителя мощности до указанных ранее величин.

6.2. Расчет каскадов радиопередатчика

Исходные данные:

- мощность в антенне $P_A = 5 \text{ Вт}$;

- длина волны $\lambda = 100 \text{ м}$;

- вид модуляции – коллекторная;

- сопротивление нагрузки, излучения $R_H = 50 \text{ Ом}$;

- угол отсечки $\theta = 80^\circ$.

6.2.1. Расчет выходного каскада

1. Выбор транзистора выходного каскада производится из двух соображений:

$$P_{крас} = \frac{1 - \eta}{\eta} \cdot P_{к\sim} = \frac{1 - 0,7}{0,7} \cdot P_{к\sim} = 0,43 \cdot P_{к\sim} = 0,43 \cdot 6,25 = 2,7 \text{ Вт};$$

$$P_{к\sim} = \frac{P_A}{\eta_{кон}} = \frac{5}{0,8 \div 0,9} = \frac{5}{0,8} = \frac{50}{8} = 6,25 \text{ Вт}.$$

$P_{крас} = 0,43 \cdot 6,25 = 2,68 \approx 2,7 \text{ Вт}$ – для режима B при $\eta = 0,7$.

$$f_T = 10f_{раб\text{max}} = 10 \cdot \frac{c}{\lambda} = 10 \cdot \frac{300}{100} = 30 \text{ МГц},$$

где $c = 300000 \frac{\text{км}}{\text{с}} = 300 \cdot 10^6 \frac{\text{м}}{\text{с}}$ – скорость света;

$\lambda = 100 \text{ м}$ – длина волны.

По справочнику выбираем транзистор КТ921А (рис. 6.4) с параметрами

$$|h_{21э}| = 3 \text{ на } f_{изм} = 30 \text{ МГц}; \quad f_T = 3 \cdot 30 = 90 \text{ МГц}.$$

$h_{21э} = 10 \div 80$ – коэффициент усиления по току;

$K_p = 8 \div 17 (A); \quad 5 \div 10 (B)$ на $f = 60 \text{ МГц}$;

$C_k = 40 \div 50 \text{ пФ}; \quad C_g = 300 \div 450 \text{ пФ}$;

$I_{к\text{max}} = 3,5 \text{ А}; \quad U_{кэ\text{max}} = 60 \text{ В}; \quad P_{к\text{max}} = 12,5 \text{ Вт};$

$$T_{KII\max} = -45...+125^{\circ}\text{C}; \quad T_{ок\text{ ср}} = -45...+125^{\circ}\text{C};$$

$$S_{кр} = 1,2 \text{ A/B}; \quad S = 3,2 \text{ A/B}.$$

2. Значение граничной частоты в схеме с ОБ равно $f_{\alpha} = m \cdot f_T = 1,6 \cdot 90 = 140 \text{ Гц}$, коэффициент $m = 1,6$ для диффузионных транзисторов.

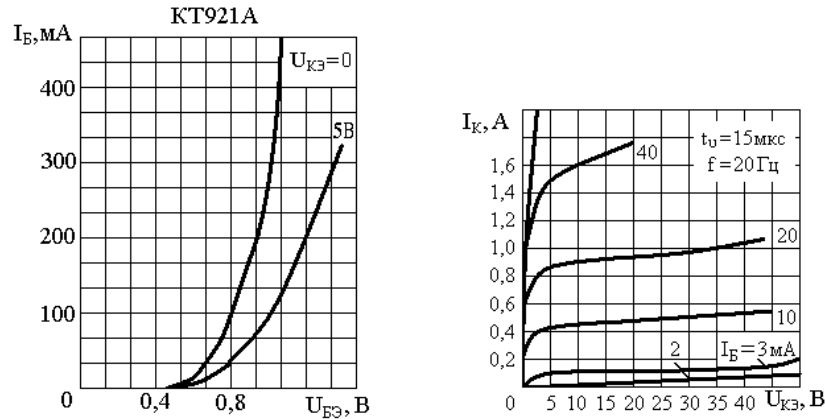


Рис. 6.4. Характеристики транзистора КТ921А

3. Время пролета носителей заряда

$$t_{np} = \frac{1}{2\pi f\alpha} = \frac{1}{6,28 \cdot 140 \cdot 10^6} = 0,001 \cdot 10^{-6} \text{ с}.$$

4. Угол пролета равен

$$\varphi_{np} = \omega \cdot t_{np} = 6,28 \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 0,001 \cdot 10^{-6} = 0,0188 \text{ рад (1,08}^{\circ}\text{)}.$$

Угол пролета $\varphi_{np} < 10^{\circ}$, поэтому расчет можно вести без учета зависимости параметров транзистора от частоты.

5. Критический коэффициент использования коллекторного напряжения

$$\xi_{кр} = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8P_{к\sim}}{\alpha_1 S_{кр} E_k^2}} \right).$$

$$P_{к\sim} = 6,25 \text{ Вт}; \quad \alpha_1 = 0,47 \text{ (для } \theta = 80^{\circ} \text{ по графику рис. 5.2);}$$

$$S_{кр} = 1,2 \text{ A/B}; \quad E_k = (0,5 \div 0,9); \quad U_{кэ\max} = 0,5 \cdot 60 = 30 \text{ В}.$$

Расчетное значение $E_k = 30 \text{ В}$.

$$\xi_{кр} = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 6,25}{0,47 \cdot 1,2 \cdot 30^2}} \right) = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{1 - \frac{8 \cdot 6,25}{0,47 \cdot 1,2 \cdot 900}} \right) = \frac{1}{2} \left(1 + \sqrt{1 - 0,0985} \right) = \frac{1}{2} (1 + 0,949) = \frac{1}{2} \cdot 1,949 = 0,9745 \approx 0,975;$$

$$\xi_{кр} = 1 - \frac{2P_{к\sim}}{\alpha_1 S_{кр} E_k^2} = 1 - \frac{2 \cdot 6,25}{0,47 \cdot 1,2 \cdot 30^2} = 0,975.$$

6. Амплитуда напряжения на контуре коллекторной нагрузки равна

$$U_{mk} = \xi_{кр} \cdot E_k = 0,975 \cdot 30 = 29,85 \approx 29 \text{ В}.$$

7. Амплитуда тока первой гармоники тока коллектора

$$I_{mk1} = \frac{2P_{к\sim}}{U_{mk}} = \frac{2 \cdot 6,25}{29} = \frac{12,5}{29} = 0,43 \text{ А}.$$

8. Амплитуда импульса тока коллектора

$$I_{к\text{ или}} = \frac{I_{mk1}}{\alpha_1} = \frac{0,43}{0,47} = 0,9148 \approx 0,915 \text{ А}.$$

9. Постоянная составляющая тока коллектора

$$I_{ко} = I_{к\text{ или}} \cdot \alpha_0 = 0,915 \cdot 0,3 = 0,275 \approx 0,27 \text{ А}.$$

$$\alpha_0 = 0,3 \text{ для } \theta = 80^{\circ};$$

- мощность, подводимая к коллекторной цепи

$$P_{ко} = E_k \cdot I_{ко} = 30 \cdot 0,275 = 8,23 \text{ Вт};$$

- мощность потерь на коллекторе

$$P_{кп} = P_{ко} - P_{к\sim} = 8,23 - 6,25 \approx 2,05 \text{ Вт};$$

- КПД коллекторной цепи

$$\eta = \frac{P_{к\sim}}{P_{ко}} = \frac{6,25}{8,23} = 0,7594 \approx 0,76;$$

- эквивалентное сопротивление колебательной системы коллекторной цепи

$$R_{oe} = R_{к\text{ экв}} = \frac{U_{mk}}{I_{mk1}} = \frac{29}{0,43} = 67,44 \approx 67,5 \text{ Ом}.$$

10. Расчет базовой цепи ведется в последовательности:

- амплитуда напряжения возбуждения на базе равна

$$U_{mb} = \frac{I_{к\text{ или}}}{S \cdot (1 - \cos\theta)} = \frac{0,915}{3,2 \cdot (1 - \cos 80^{\circ})} = \frac{0,915}{3,2 \cdot (1 - 0,17)} =$$

$$= \frac{0,915}{3,2 \cdot 0,83} = 0,344 \text{ В};$$

- величина смещения на базе равна

$$E_{\text{бсм}} = E_{\text{б0}} - U_{\text{тб}} \cdot \cos \theta = 0,7 - 0,344 \cdot 0,17 = 0,7 - 0,06 = 0,64 \text{ В};$$

- амплитуда импульса тока базы

$$I_{\text{бамп}} = \frac{I_{\text{кулп}}}{h_{21\text{эсп}}},$$

$$h_{21\text{эсп}} = 0,5 \cdot (h_{21\text{энax}} + h_{21\text{эмин}}) = 0,5 \cdot (10 + 80) = 45,$$

$$I_{\text{бамп}} = \frac{0,915}{45} \approx 0,02 \text{ А} = 20 \text{ мА};$$

- амплитуда тока первой гармоники тока базы определяется уравнением

$$I_{\text{тб1}} = \alpha_1 \cdot I_{\text{бамп}} = 0,47 \cdot 20 = 9,4 \text{ мА};$$

- постоянная составляющая тока базы

$$I_{\text{б0}} = I_{\text{бимп}} \cdot \alpha_0 = 20 \cdot 0,3 = 6 \text{ мА}$$

$$\left. \begin{aligned} \alpha_{\text{об}} = \alpha_{\text{ок}} = 0,3, \\ \alpha_{1\text{Б}} = \alpha_{1\text{К}} = 0,47 \end{aligned} \right\} \text{ - коэффициенты А. И. Берга для } \theta = 80^\circ;$$

- мощность возбуждения на управляющем электроде, базе

$$P_{\text{б-}} = \frac{1}{2} I_{\text{тб1}} \cdot U_{\text{тб}} = 0,5 \cdot 9,4 \cdot 10^{-3} \cdot 0,34 = 1,6 \cdot 10^{-3} \text{ Вт} = 1,6 \text{ мВт};$$

- мощность, теряемая в источнике базового смещения,

$$P_{\text{б0}} = I_{\text{б0}} \cdot E_{\text{бсм}} = 6 \cdot 10^{-3} \cdot 0,64 = 3,8 \text{ мВт};$$

- мощность возбуждения от предыдущего каскада

$$P_{\text{бв}} = P_{\text{б-}} + P_{\text{б0}} = 1,6 + 3,8 = 5,4 \text{ мВт};$$

- коэффициент усиления по мощности

$$K_p = \frac{P_A}{P_{\text{бв}}} = \frac{5}{5,4} = 918 \text{ раз.}$$

Данные для расчета предоконечного каскада $f_p = 3 \text{ МГц}$,

$$P_{\text{нагр}} = P_{\text{бв}} = 5,4 \text{ мВт}, \quad E_k = 30 \text{ В.}$$

6.2.2. Расчет элементов схемы

На рис. 6.5, а, б, в приведены схемы выходных усилителей с непосредственной, автотрансформаторной и емкостной связью

антенны с контуром.

1. Для схем с промежуточным контуром (рис. 6.5, б, в) емкость контура выбирается из следующих соображений: чтобы изменения паразитных емкостей (монтажа, катушки индуктивности, транзистора, антенны) не сильно влияли на параметры контура, емкость контура должна быть равна:

$$C_{\text{контур}} \geq (10 \div 20) C_{\text{параз}} = (10 \div 20) C_{\text{сх}},$$

$$\text{где } C_{\text{параз}} = C_{\text{монт}} + C_L + m_1^2 \cdot C_{\text{выхтр}} + m_2^2 \cdot C_A,$$

$$C_{\text{монт}} = 5 \div 10 \text{ пФ};$$

$$C_L = 3 \div 8 \text{ пФ}$$

$m_1 = 0,2 \div 0,5$ – коэффициент включения транзистора в контур;

$$C_{\text{выхтр}} = C_k;$$

m_2 – коэффициент включения антенны в контур;

$C_A = 50 \div 100 \text{ пФ}$ – емкость антенны.

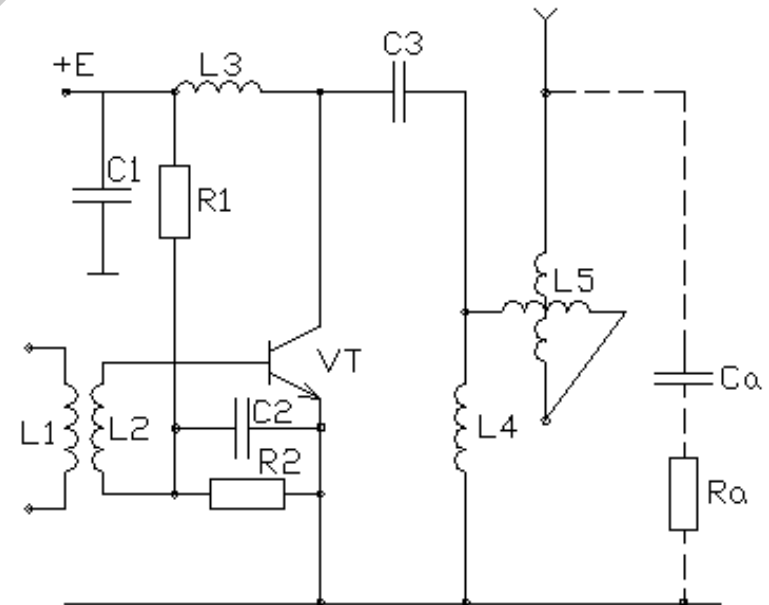


Рис. 6.5, а. Выходной усилитель радиопередатчика с непосредственной связью антенны с контуром (простая схема)

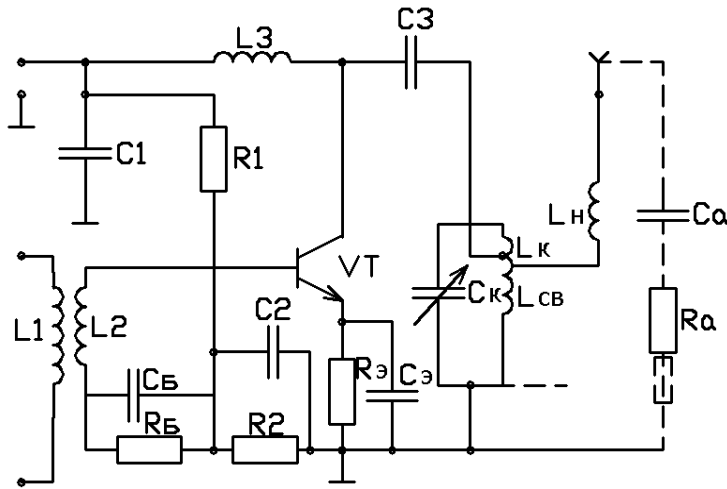


Рис. 6.5, б. Выходной усилитель радиопередатчика с автотрансформаторной связью антенны с контуром (сложная схема)

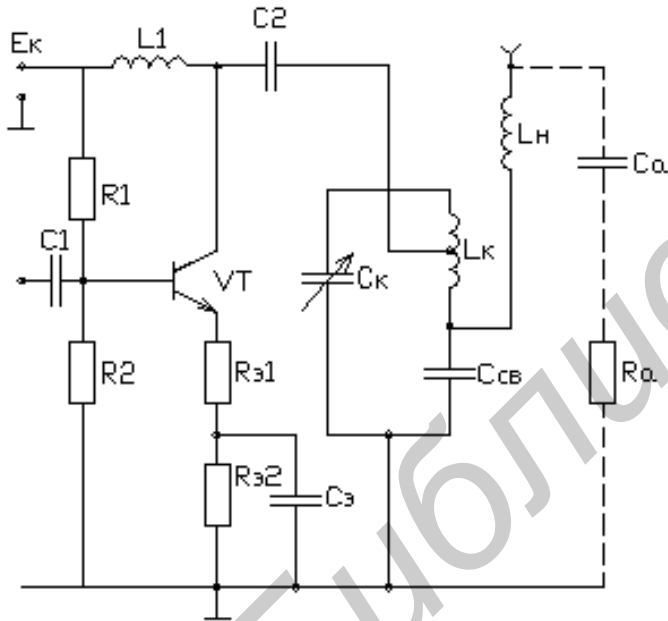


Рис. 6.5, в. Выходной усилитель радиопередатчика с емкостной связью антенны с контуром (сложная схема)

На КВ можно считать емкость схемы, паразитную емкость равной $20 \div 30$ пФ. Тогда емкость контура должна быть равна $C_{k \min} = 20 \cdot (20 \div 30) = 400 \div 600$ пФ. При очень большой емкости контура на КВ получается порой очень маленькая индуктивность в доли микрогенри. Такую индуктивность трудно конструктивно выполнить. Принято минимальное значение индуктивности контура $L_k = 2 \div 5$ мкГ. При $L_k = 2$ мкГ максимальное значение емкости контура равно

$$C_{k \max} \leq \frac{1}{(2\pi \cdot f)^2 L_k} = \frac{1}{(6,28 \cdot 3)^2 \cdot 10^{12} \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = \frac{10^{-6}}{400 \cdot 2} = \frac{1000}{800} \cdot 10^{-9} = 1,25 \cdot 10^{-9} \text{ Ф} = 1250 \text{ пФ.}$$

Для дальнейших расчетов принимаем $C_k = 1000$ пФ, что удовлетворяет

$$C_{k \min} = 400 < C_k = 1000 < C_{k \max} = 1250 \text{ пФ.}$$

2. При выбранной емкости контура $C_k = 1000$ пФ на $f = 3$ МГц индуктивность контура будет равна

$$L_k = 0,282 \cdot \frac{\lambda^2 (м)}{C_k (пФ)} (\text{мкГн}),$$

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{300}{3} = 100 \text{ м}, \quad C_k \geq 1000 \text{ пФ},$$

$$L_k = 0,282 \cdot \frac{100^2}{1000} = \frac{2820}{1000} = 2,82 \text{ мкГн.}$$

3. Характеристическое сопротивление контура будет равно

$$\rho = \sqrt{\frac{L_k}{C_k}} = \sqrt{\frac{2,82 \cdot 10^{-6}}{1000 \cdot 10^{-12}}} = \sqrt{2,82 \cdot 10^3} = 10 \sqrt{28,2} = 53 \text{ Ом.}$$

4. При конструктивном значении добротности $Q_k = 50 \div 100$ резонансное сопротивление ненагруженного контура будет равно

$$R_{oexx} = \rho \cdot Q_k \text{ для холостого хода (хх).}$$

Минимальное значение будет равно

$$R_{oexx} = 53 \cdot 50 = 2650 \text{ Ом.}$$

5. Коэффициенты включения транзистора и фидера антенны

в контур определяются уравнениями:

$$m_1 = \sqrt{\frac{R_{экс}}{R_{оexx}}} = \sqrt{\frac{67}{2650}} = 0,16,$$

$$m_2 = \sqrt{\frac{\rho_\phi}{R_{оexx}}} = \sqrt{\frac{50}{2650}} = 0,14.$$

$R_{экс} = 67$ Ом получено из электрического расчета,
 $\rho_\phi = 50 \div 80$ Ом задано в ТЗ.

Определим разделительные емкости $C_p = C2$ (рис. 6.5, в),
 $C_p = C3$ (рис. 6.5, б) по формуле

$$C_p \geq \frac{10}{\omega_{раб} \cdot R_{экс}} = \frac{10}{6,28 \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 67} = 7,9 \cdot 10^{-9} \Phi,$$

по ГОСТ 2519–67 $C_p = 8100$ пФ.

7. Индуктивности дросселей L1 (рис. 6.5, в) и L3 (рис. 6.5, б) определяются уравнениями:

$$\omega_{раб} L_1 = (10 \div 20) \cdot R_{экс};$$

$$L1 = \frac{(10 \div 20) \cdot R_{оex}}{2\pi \cdot f_p} = \frac{(10 \div 20) \cdot 67}{6,28 \cdot 3 \cdot 10^6} = 33,5 \div 67 \text{ мкГн}.$$

8. Расчет базового делителя R1, R2.

Задаемся током делителя из соотношений $I_{дел} = (5 \div 10) \cdot I_{б0}$ и $\Delta U_3 = I_3 R_3 = (0,1 \div 0,2) \cdot E_k$. Расчетное значение $I_{дел} = 5 \cdot I_{б0} = 5 \cdot 6 = 30$ мА.

$$\text{Тогда } R2 = \frac{E_{бэо} + \Delta U_3}{I_{дел}} = \frac{0,77 + 6}{30 \cdot 10^{-3}} = \frac{6770}{30} = 225 \text{ Ом},$$

по ГОСТ 10318–62 $R2 = 200$ Ом.

$$E_{бэо} = (1,1 \div 1,2) E_{б0мс} = 1,1 \cdot 0,7 = 0,77,$$

$$\Delta U_3 = 0,2 \cdot E_k = 0,2 \cdot 30 = 6 \text{ В},$$

$$R1 = \frac{E_{num} - (E_{бсм} + U_3)}{I_{дел}} = \frac{30 - 6,77}{30 \cdot 10^{-3}} \cong 0,792 \text{ кОм},$$

по ГОСТ 10318–62 $R1 = 910$ Ом.

Расчетное значение $\Delta U_3 = 0,2$, $E_k = 0,2 \cdot 30 = 6$ В.

Блокировочная емкость C2 для схемы (рис. 6.5, б) находится из уравнения

$$C2 = \frac{5 \div 10}{\omega_p R2} = \frac{10}{6,28 \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 208} = \frac{10^{-5}}{6,28 \cdot 3 \cdot 208} = 2,6 \cdot 10^{-9} \Phi =$$

$$= 2600 \cdot 10^{-12} \Phi \approx 2700 \text{ пФ}.$$

В схеме рис. 6.5, в для повышения входного сопротивления транзистора помимо ООС по постоянному току вводится ООС по переменному току за счет R_{31} . Можно рекомендовать следующие соотношения:

$$R_{31} = (0,2 \div 0,5) R_3; \quad R_{32} = R_3 - R_{31}.$$

$$R_3 = \frac{\Delta U_3}{I_{30}} = \frac{6}{0,27} = 23 \text{ Ом}.$$

Для примера выбираем $R_{31} = 0,5 R_3 = 0,5 \cdot 200 = 100$ Ом;
 $R_{32} = R_3 - R_{31} = 230 - 10 = 13$ Ом.

$$C2 = \frac{10}{6,28 \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 100} = 1350 \text{ пФ},$$

по ГОСТ 2519–67 $C2 = 1500$ пФ.

Входное сопротивление транзистора равно

$$R_{вхмп} = r_0 + R_{31}(1 + h_{21b}) \cong R_{31} \cdot h_{21b} = 100 \cdot 45 = 4,5 \text{ кОм};$$

$$r_0 = h_{11b} = 30 \div 40 \text{ Ом} - \text{сопротивление базы}.$$

Для схемы рис. 6.5, б входное сопротивление определяется уравнением

$$R_{вхмп} = r_0 + r_3(1 + h_{21b}) \approx r_0 = h_{11b} = 30 \div 40 \text{ Ом}, \text{ так как } r_3 \ll r_0.$$

Элементы автосмещения R_0 , C_0 рассчитываются по уравнениям:

$$R_0 = \frac{E_{бэо} - E_{бсм}}{I_j} = \frac{0,77 - 0,64}{6} \frac{B}{mA} = 22 \text{ Ом}.$$

$$C_0 = \frac{5 \div 10}{\omega_p R_0} = \frac{5}{6,28 \cdot 3 \cdot 10^6 \cdot 22} = 0,011 \cdot 10^{-6} \Phi = 0,01 \text{ мкФ} =$$

$$= 10000 \text{ пФ}.$$

Рекомендуемая литература

1. Баркан, В. Ф. Радиоприемные устройства / В. Ф. Баркан, В. К. Жданов. – М. : Радио и связь, 1986.
2. Бетин, Б. М. Радиопередающие устройства / Б. М. Бетин. – М. : Высш. шк., 1972.
3. Богданович, Б. М. Радиоприемные устройства / Б. М. Богданович, Н. И. Окулич. – Мн. : Выш. шк., 1991.
4. Буланов, Ю. А. Усилители и радиоприемные устройства / Ю. А. Буланов, С. Н. Усов. – М. : Высш. шк., 1980.
5. Варакин, Л. Е. Бестрансформаторные усилители мощности / Л. Е. Варакин. – М. : Радио и связь, 1984.
6. Головин, О. В. Радиоприемные устройства / О. В. Головин. – М. : Высш. шк., 1987.
7. Головин, О. В. Электронные усилители : учебник для техникумов / О. В. Головин, А. А. Кубицкий. – М. : Радио и связь, 1983.
8. Пахлавян, А. Н. Радиопередающие устройства : учебник для техникумов связи / А. Н. Пахлавян. – М. : Связь, 1974.
9. Радиоприемные устройства / Ю. Т. Давыдов [и др.]. – М. : Радио и связь, 1988.
10. Радиопередающие устройства : учебник / В. В. Шахтильдян [и др.]. – М. : Радио и связь, 2003.
11. Синельников, А. Х. Бестрансформаторные транзисторные усилители низкой частоты / А. Х. Синельников. – М. : Энергия, 1969.
12. Хиленко, В. И. Радиопередающие устройства : учебник / В. И. Хиленко, Б. М. Малахов. – М. : Радио и связь, 1991.
13. Цыкина, А. В. Электронные усилители / А. В. Цыкина. – М. : Радио и связь, 1982.
14. Шафер, Д. В. Регулировка, испытания и поверочные расчеты транзисторных усилителей / Д. В. Шафер. – М. : Связь, 1971.

Содержание

Предисловие	3
1. Программа учебной дисциплины «РЭУ и комплексы»	4
1.1. Тематический план учебной дисциплины	4
1.2. Содержание учебной дисциплины	6
Рекомендуемая литература	10
2. Вопросы для самоподготовки по дисциплине «Радиоэлектронные устройства и комплексы» для студентов безотрывной формы обучения	10
3. Контрольная работа	14
3.1. Требования к выполнению и оформлению контрольной работы	14
3.2. Задания контрольной работы	15
4. Методические указания по выполнению задания 1 контрольной работы	19
4.1. Краткие теоретические сведения	19
4.2. Электрический расчет оконечного каскада усилителя (ОКУ)	30
4.3. Электрический расчет предоконечного каскада	39
4.4. Расчет амплитудно-частотной характеристики усилителя	47
4.5. Расчет результирующих параметров усилителя	48
4.6. Расчет каскадов предварительного усилителя напряжения ЗЧ	49
5. Методические указания по выполнению задания 2 контрольной работы	62
5.1. Краткие теоретические сведения	62
5.2. Расчет выходного каскада	68
6. Примеры расчетов	73
6.1. Расчет УЗЧ	73
6.2. Расчет каскадов радиопередатчика	90
Рекомендуемая литература	99

Учебное издание

Шарков Владимир Иванович

**РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ
УСТРОЙСТВА И КОМПЛЕКСЫ**

Учебная программа, методические указания
и контрольные задания
для студентов безотрывной формы обучения специальности
1-08 01 01-02 «Профессиональное обучение. (Радиоэлектроника)»

Зав. ред.-издат. отд. О. П. Козельская
Редактор Г. Л. Говор
Корректор Н. Г. Михайлова
Компьютерная верстка Н. М. Олейник, А. П. Пучек

План издания 2006 г. (поз. 1)

Изд. лиц. № 02330/0131735 от 17.02.2004.
Подписано в печать 12.06.2006. Формат 60×84 ¹/₁₆.
Бумага писчая. Гарнитура Таймс. Печать ризографическая.
Усл. печ. л. 5,93. Уч.-изд. л. 4,72. Тираж 80 экз. Заказ 137.

Издатель и полиграфическое исполнение
Учреждение образования
«Минский государственный высший
радиотехнический колледж»
220005, г. Минск, пр-т Независимости, 62.