

АДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Под редакцией
В. В. Шахгильдяна

Допущено Министерством
высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебника
для студентов вузов,
обучающихся по специальности
«Радиосвязь и радиовещание»



ББК 32.848
Р15
УДК 621.396.61

АВТОРЫ: Л. Е. КЛЯГИН, В. Б. КОЗЫРЕВ, А. А. ЛЯХОВКИН, В. П. НУЯНЗИН,
И. А. ПОПОВ, В. М. РОЗОВ, Б. П. ТЕРЕНТЬЕВ, В. В. ШАХГИЛЬДЯН, Б. Б. ШТЕЙН

Рецензенты:

Кафедра радиопередающих устройств ЛЭИС, НПО им. Коминтерна

Радиопередающие устройства: Учебник для вузов
Р15 связи/ Л. Е. Клягин, В. Б. Козырев, А. А. Ляховкин
и др.; Под ред. В. В. Шахгильдяна.—М.: Связь, 1980.—
328 с., ил.

В пер.: 1 р.

Рассматриваются вопросы теории и техники радиопередающих устройств, даются расчеты режимов генераторов с независимым возбуждением на лампах и транзисторах, принципы построения их схем, в том числе особенности построения широкополосных усилителей. Излагаются особенности работы радиопередатчиков с частотной и фазовой модуляцией, однополосных передатчиков. Описывается работа телевизионных передатчиков, а также радиорелейной и космической связи. Рассматриваются вопросы надежности радиопередающих устройств.

Учебник предназначен для студентов вузов связи, обучающихся по специальности «Радиосвязь и радиовещание».

Р $\frac{30404-034}{045(01)-80}$ 21—80 2402020000

ББК 32.848
6Ф2.12

*Лев Евгеньевич Клягин, Виктор Борисович Козырев,
Александр Алексеевич Ляховкин, Валерий Петрович Нуянзин,
Игорь Алексеевич Попов, Валерий Михайлович Розов,
Борис Петрович Терентьев, Ваган Ваганович Шахгильдян,
Борис Беняминович Штейн*

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Редактор С. Т. Симонова
Обл. художника А. И. Моисеева
Худож. редактор А. А. Данилин
Технический редактор К. Г. Маркоч
Корректор Н. В. Козлова

ИБ № 496

Сдано в набор 30.11.79 г. Подп. в печ. 31.01.80 г.
Т-02859 Формат 60×90/16 Бумага кн.-журн. Гарнитура литературная
Печать высокая Усл. печ. л. 20,5 Уч.-изд. л. 22,93 Тираж 22 000 экз.
Изд. № 18164 Зак. № 221 Цена 1 р.
Издательство «Связь», Москва 101000, Чистопрудный бульвар, д. 2

Типография издательства «Связь» Госкомиздата СССР
Москва 101000, ул. Кирова, д. 40

© Издательство «Связь», 1980 г.

Предисловие

Данный учебник по курсу «Радиопередающих устройств» написан для специальности «Радиосвязь и радиовещание» в соответствии с программой, утвержденной в 1975 г. По содержанию он существенно отличается от ранее изданных учебников и учебных пособий. В частности, теория транзисторного генератора излагается с учетом конечного значения внутреннего сопротивления источника возбуждения, значительное внимание уделяется ключевым режимам. При изложении схемных вопросов особо выделены трансформаторные схемы на отрезках длинных линий как наиболее перспективные при построении ламповых и транзисторных широкополосных генераторов.

Для передатчиков с анодной модуляцией рассматриваются пути повышения их эффективности, новые идеи построения мощных усилителей низкой частоты для вещательных радиопередающих устройств, особенности амплитудной модуляции транзисторных генераторов. С единых позиций рассматриваются вопросы, связанные с построением высококачественных возбуждателей. Особое внимание уделяется современным декадным синтезаторам частот.

В учебнике по-новому освещается вопрос об устойчивости генераторов с внешним возбуждением. В частности, дается классификация видов неустойчивости, анализируется влияние обратной связи на функции усилительного каскада. При изложении вопросов, относящихся к однополосным радиопередатчикам, проводится анализ параметров групповых сигналов и на его основе расчет каскадов таких передатчиков. Особое внимание уделяется повышению энергетической эффективности передатчиков с однополосной модуляцией.

В главах, посвященных частотной и фазовой модуляции в радиопередающих устройствах, наряду с традиционным изложением проводится анализ современных широкополосных частотных модуляторов и приводятся структурные схемы передатчиков с частотной модуляцией: радиовещательных, низовой радиосвязи и т. д.

В разделах учебника «Телевизионные радиопередатчики» и «Передатчики для радиорелейной и космической связи» описываются особенности построения телевизионных ретрансляторов, получивших в последнее время широкое распространение транзисторных видеомодуляторов, настройки широкополосных ступеней усилителей, конструктивные особенности генераторных блоков, приводятся схемы передатчиков РРЛ и космических комплексов. Кроме того, рассматриваются вопросы выбора и расчета элемен-

тов передатчиков, таких, как усилители, умножители и преобразователи частоты на транзисторах, усилители на ЛБВ и клистронах.

В заключительном разделе учебника рассматривается проблема надежности радиопередающих устройств.

Учебник подготовлен группой преподавателей кафедры радиопередающих устройств Московского электротехнического института связи под общей редакцией В. В. Шахгильдяна. Главы 1, 4 и заключение написаны В. В. Шахгильдяном, гл. 2 написана Б. П. Терентьевым (§§ 2.1—2.8), И. А. Поповым (§§ 2.9—2.11), В. П. Нуязиным (§ 2.13) и В. Б. Козыревым (§ 2.14), гл. 3 (кроме § 3.5) — В. Б. Козыревым, § 3.5 В. Б. Козыревым и Б. Б. Штейном, гл. 5 — А. А. Ляховкиным, гл. 6 — Б. Б. Штейном, гл. 7 — В. М. Розовым, гл. 8 и 10 — Л. Е. Клягиным, гл. 9 и 11 — В. П. Нуязиным.

Авторы считают своим приятным долгом выразить благодарность коллективу кафедры радиопередающих устройств Ленинградского электротехнического института связи и сотрудникам НПО им. Коминтерна за их труд по рецензированию учебника и ценные замечания, которые были учтены в окончательной редакции.

Замечания и пожелания по книге следует направлять в издательство «Связь» (101000, Москва, Чистопрудный бульвар, 2).

Авторы

Глава 1

Общие сведения о радиопередающих устройствах

Любая система связи включает в себя радиопередающее устройство. Задача радиопередатчика -- преобразование энергии постоянного тока источников питания в электромагнитные колебания и управление этими колебаниями.

История развития техники радиопередающих устройств восходит к 1896 г., когда А. С. Попову удалось передать первую радиограмму на расстояние 250 м. В дальнейшем для увеличения дальности радиосвязи А. С. Попов применил антенну на передатчике, и к 1897 г. ему удалось перекрыть связь расстояние до 5 км, а к 1899 г. — до 45 км. В радиопередатчике А. С. Попова использовался единственно известный в то время принцип получения колебаний высокой частоты — с помощью искрового разряда. Отсюда название таких передатчиков — искровые. Упрощенная структурная схема радиопередатчика приведена на рис. 1.1. Здесь 1 — источник питания, 2 — телеграфный ключ, 3 — индукционная катушка, 4 — искровой разрядник, 5 — антенна. Процесс излучения происходил в передатчике не непрерывно. При каждом пробое искрового промежутка в антенне возникали быстро затухающие колебания (антенный контур имел малую добротность). При этом антенна служила не только элементом, излучающим электромагнитную энергию, но и элементом, определяющим частоту высокочастотных колебаний.

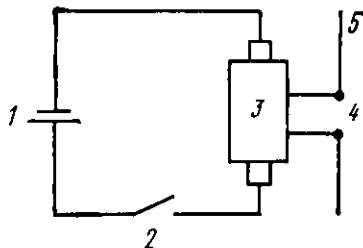


Рис. 1.1

Первые искровые радиопередатчики с быстро затухающими колебаниями излучали колебания исключительно широкого спектра, что, естественно, создавало помехи соседним радиолиниям. Для повышения добротности антенной колебательной системы (а следовательно, уменьшения затухания высокочастотных колебаний) разрядник в дальнейшем был перенесен в дополнительный колебательный контур, индуктивно связанный с антенным контуром.

Наряду с совершенствованием искровых радиопередатчиков во втором десятилетии XX века начали широко использоваться для генерации колебаний высокой частоты устройства, основанные на использовании и других принципов. Так, были получены незатухающие высокочастотные (ВЧ) колебания в резонансном контуре, присоединенном параллельно к вольтовой дуге (так называемые дуговые радиопередатчики). В этих передатчиках использовалось наличие падающего участка вольт-амперной характеристики у дуги, соответствующего отрицательному сопротивлению. Дуга компенсирует в контуре генератора сопротивление потерь, и в нем возникают незатухающие колебания. Поэтому спектр излучения дуговых передатчиков уже, чем искровых. Передача радиотелеграфных сигналов осуществлялась путем изменения частоты ВЧ колебаний с помощью замыкания и размыкания части витков катушки индуктивности колебательной системы. Незатухающие колебания генерировались также с помощью электромашин высокой частоты (так называемые машинные радиопередатчики).

Машинные и дуговые радиопередатчики к концу 1914 г. практически полностью вытеснили искровые. В нашей стране были построены мощные дуго-

вые передатчики под руководством В. М. Лебедева и М. В. Шулейкина. Один из них мощностью 110 кВт был установлен в 1920 г. в Москве. Важную роль в развитии техники машинных радиопередатчиков сыграли работы В. П. Вологодина, под руководством которого было построено несколько мощных машинных радиостанций. Машинны В. П. Вологодина мощностью 50 и 150 кВт были использованы на Ходынской радиотелеграфной станции (ныне Октябрьский радиопередающий центр) в Москве в 1924–1925 гг.

Как дуговые, так и машинные радиопередатчики имели ряд существенных недостатков: трудность генерирования, усиления и управления ВЧ колебаниями в широком диапазоне частот и мощностей, низкая стабильность частоты и т. д. Поэтому к 30-м годам нашего века дуговые и машинные радиопередатчики были полностью вытеснены ламповыми. Первые ламповые радиопередатчики появились в 1914–1916 гг. Первые отечественные генераторные лампы были созданы в 1914 г. Н. Д. Папалеки для радиотелефонного передатчика в Царском Селе. В развитии и распространении ламповых радиопередатчиков большую роль сыграла Нижегородская радиолaborатория, созданная в 1918 г. по прямому указанию В. И. Ленина. В постановлении Совнаркома от 2 декабря 1918 г., подписанном В. И. Лениным, указывалось, что Нижегородская лаборатория явилась «первым этапом к организации в России Государственного социалистического радиотехнического института, конечной целью которого является объединение в себе и вокруг себя в качестве организующего центра а) всех научно-технических сил России, работающих в области радиотелеграфа, б) всех радиотехнических учебных заведений России, в) всей радиотехнической промышленности России»¹. В числе сотрудников Нижегородской лаборатории были лучшие специалисты в области радио: М. А. Бонч-Бруевич, В. П. Вологдин, В. К. Лебединский, А. М. Кугушев, В. В. Татаринев, А. Ф. Шорин и другие. Здесь под руководством М. А. Бонч-Бруевича была создана мощная генераторная лампа с внешним анодом и водяным охлаждением. Мощность, отдаваемая этой лампой, доходила до 950 Вт. В дальнейшем в Нижегородской радиолaborатории были разработаны усовершенствованные генераторные и модуляторные лампы мощностью 25 и 40 кВт. На основе этих ламп под руководством М. А. Бонч-Бруевича была построена в 1922 г. радиостанция им. Коминтерна (Малый Коминтерн) мощностью 12 кВт, а в 1926 г. радиостанция мощностью 40 кВт. Обе эти станции для своего времени были самыми мощными в мире. С 1928 г. под руководством Б. П. Терентьева в Москве разрабатывался двухкаскадный передатчик мощностью 20 кВт. Одновременно развивались теория и методы инженерного расчета ламповых радиопередатчиков. В развитие этой теории существенный вклад внесли работы М. В. Шулейкина, А. И. Берга, А. Л. Мища и многих других отечественных и зарубежных ученых.

Успешно развивалась техника радиопередающих устройств в годы первых пятилеток. Строились новые радиостанции, осваивались новые частотные диапазоны. Так, в 1929 г. под руководством А. Л. Мища была построена 100-киловаттная радиовещательная станция им. ВЦИК, а в 1933 г. начала работать 500-киловаттная радиостанция им. Коминтерна. В годы Великой Отечественной войны в СССР была построена сверхмощная средневолновая радиостанция мощностью 1200 кВт. Отличительной особенностью этих станций была блочная конструкция, когда несколько генераторов (блоков) работали на общую нагрузку.

Уже в конце 30-х гг. и особенно в годы Великой Отечественной войны началось интенсивное освоение СВЧ диапазона. Именно благодаря использованию этого диапазона удалось осуществить качественную передачу телевизионных изображений, внедрить в практику частотную модуляцию, широко использовать для передачи сообщений радиорелейные линии связи.

Последние годы характеризуются использованием в технике радиопередающих устройств полупроводниковых приборов. Это стало возможным благодаря созданию мощных генераторных транзисторов. Замена ламп транзисторами в технике радиопередающих устройств вызвана значительными преимуществами этих приборов: малыми массой и габаритными размерами, мгновенной го-

¹ Ленин о радио. М.: Искусство, 1973, с. 53,54.

товностью к работе, долговечностью, низковольтным питающим напряжением. В настоящее время транзисторы используются как в маломощных радиопередатчиках и возбуждителях, так и в коротковолновых передатчиках мощностью до 10...15 кВт. При этом по мере разработки все более высокочастотных генераторных транзисторов создаются радиопередатчики с использованием транзисторов, работающие на частотах до нескольких гигагерц.

В технике связи в последние годы для генерирования и усиления электромагнитных колебаний стал использоваться квантовый метод. Приборы для усиления СВЧ колебаний — мазеры и генераторы когерентного света — лазеры нашли практическое приложение. За разработку таких генераторных приборов советским ученым А. М. Прохорову и Н. Г. Басову совместно с американским ученым Ч. Таунсом присуждена Нобелевская премия. Идет интенсивное освоение и диапазона миллиметровых и субмиллиметровых волн, промежуточных между радиоволнами и световыми колебаниями.

В «Основных направлениях развития народного хозяйства СССР на 1976—1980 годы», утвержденных XXV съездом КПСС, указывалось, что одним из важнейших направлений исследований в области технических наук является развитие теоретических и экспериментальных исследований в области квантовой электроники.

Задачей курса радиопередающих устройств является ознакомление студентов с физическими процессами при генерации, усилении и управлении ВЧ колебаниями, с принципами построения и расчета радиопередатчиков различных диапазонов частот. Теория антенн, источники питания изучаются в других курсах.

В дальнейшем для краткости вместо термина радиопередатчик используется термин передатчик.

Обобщенная структурная схема современного радиопередатчика изображена на рис. 1.2.

Рассмотрим кратко назначение отдельных элементов структурной схемы передатчика. Задающий генератор или возбуждатель 1 генерирует высокостабильные колебания в заданном диапазоне частот. Далее эти колебания усиливаются в предварительных каскадах 2 и поступают на оконечный усилитель мощности 3. Часто предварительные каскады передатчика работают в режиме умножения частоты ВЧ колебаний. Это облегчает требования к возбуждатель и повышает устойчивость работы передатчика, поскольку усиление ведется на разных частотах. Усилитель мощности 3 обеспечивает на входе антенны (или фидера) заданную мощность ВЧ колебаний. Антенная система 4 излучает ВЧ колебания в пространство. Для управления ВЧ колебаниями передатчика служит модуляционное (или манипуляционное) устройство 5. Если передатчик работает с амплитудной модуляцией, то модуляционное устройство воздействует на оконечный или предварительные каскады. Если передатчик работает с частотной модуляцией (манипуляцией), то модуляция (манипуляция) осуществляется в задающем генераторе 1. Устройство охлаждения ламп и контуров 8 поддерживает заданный тепловой режим передатчи-

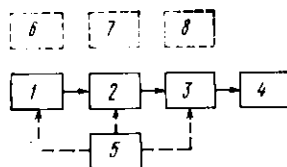


Рис. 1.2

ка, а устройство блокировки и сигнализации (УБС) 7 дает информацию о режиме работы передатчика и обеспечивает его включение и выключение. Источники питания 6 необходимы для подачи заданных напряжений на лампы или транзисторы передатчика.

Радиопередатчики можно классифицировать по назначению, по диапазону волн и мощностей, по роду работы, по способу транспортировки. Так, в зависимости от назначения передатчики делятся на связные, радиовещательные, телевизионные, радиолокационные, радионавигационные и т. д. По мощности передатчики разделяются на маломощные (до 100 Вт), средней мощности (до 10 кВт), мощные (до 1000 кВт) и сверхмощные (свыше 1000 кВт). По роду работы (виду излучения) различают передатчики телеграфные, телефонные, однопольные, импульсные и т. д. Виды излучения обозначаются тремя индексами. Первый индекс (буква) характеризует тип модуляции: А — амплитудная, F — частотная, Р — импульсная. Второй индекс (цифра) определяет вид передачи: 0 — излучение немодулированной несущей; 1 — телеграфирование без модулирующей звуковой частоты, 3 — телефония, 4 — факсимиле, 5 — телевидение и т. д. Третий индекс (буква) определяет вспомогательные характеристики: А — одна боковая с ослабленной несущей, Н — одна боковая с полной несущей и т. д., отсутствие третьего индекса означает обычную двухполосную модуляцию. По способу транспортировки передатчики делятся на стационарные и подвижные.

Классификация передатчиков по диапазону частот в соответствии с рекомендациями Международного консультативного комитета по радио (МККР) приведена в табл. 1.1.

Отметим, что приведенная классификация передатчиков по диапазону частот несколько отличается от классификации, приня-

Таблица 1.1

Номер полосы частотного спектра	Диапазон частот (включая верхнюю и исключая нижнюю частоту)	Обозначение полосы	Метрическое наименование волн
4	3 ... 30 кГц	ОНЧ (очень низкие частоты)	Мириаметровые
5	30 ... 3·10 ² кГц	НЧ (низкие частоты)	Километровые
6	300 ... 3·10 ³ кГц	СЧ (средние частоты)	Гекаметровые
7	3 ... 30 МГц	ВЧ (высокие частоты)	Декаметровые
8	30 ... 3·10 ² МГц	ОВЧ (очень высокие частоты)	Метровые
9	300 ... 3·10 ³ МГц	УВЧ (ультравысокие частоты)	Дециметровые
10	3 ... 30 ГГц	СВЧ (сверхвысокие частоты)	Сантиметровые
11	30 ... 3·10 ² ГГц	КВЧ (крайне высокие частоты)	Миллиметровые
12	300 ... 3·10 ³ ГГц	—	Децимиллиметровые

той в существующих ГОСТ. Так, например, коротковолновым считается диапазон 1,5 ... 30 МГц, который включает в себя ВЧ диапазон и частично диапазон СЧ.

Параметры любого радиопередающего устройства должны удовлетворять требованиям ГОСТ и рекомендациям МККР. Одним из основных параметров передатчика, определяющего во многом дальность действия радиолинии, является его мощность. В зависимости от назначения радиопередатчика его мощность лежит в пределах от долей ватта (передатчики носимых радиостанций) до нескольких тысяч киловатт (современные радиовещательные станции).

Исключительно важным параметром передатчика является стабильность его частоты. Современные радиопередатчики имеют нестабильность частоты порядка 10^{-6} ... 10^{-7} . Иногда требуется и более высокая стабильность частоты (например, для передатчиков, работающих в сетях синхронного радиовещания). Высокая стабильность частоты передатчика улучшает помехозащищенность радиолинии (поскольку позволяет сузить полосу пропускания приемного устройства), увеличивает число станций, которые могут работать в заданном диапазоне без взаимных помех.

Важным параметром передатчика является его коэффициент полезного действия (КПД). Коэффициент полезного действия маломощных передатчиков определяет во многом его габаритные размеры и массу, а КПД мощных и сверхмощных передатчиков — стоимость их сооружения и эксплуатации. Не менее важны электроакустические показатели радиопередатчика, такие, как требования к коэффициенту модуляции (для передатчиков с АМ), индексу модуляции (для передатчиков с ЧМ), коэффициенту нелинейных искажений, амплитудно-частотной характеристике, уровню фона и шума и т. д.

В связи с ростом числа радиостанций и повышением требований к качеству передачи информации электроакустические и технические показатели радиопередатчиков постоянно совершенствуются.

Глава 2

Генератор с внешним возбуждением

2.1. Общие сведения

Одним из основных элементов радиопередатчика, как видно из его структурной схемы (см. рис. 1.2), является усилитель высокой частоты, называемый также *генератором с внешним возбуждением* (ГВВ). В курсе электронных усилителей подробно рассматривалась работа усилителей звуковой и видеочастоты. Такие усилители должны обеспечивать усиление широкополосного сигнала при малых искажениях формы сигнала.

В радиопередатчиках усиливаемый сигнал — узкополосный, он содержит колебание несущей частоты ω и боковые полосы модуляции. Обычно ширина полосы выходного сигнала не превышает нескольких процентов от несущей. Поэтому усиливаемый сигнал представляет собой колебания, по форме очень близкие к синусоиде.

При искажении формы этой синусоиды усилителем, например в результате отсечки тока, возникают, как известно, помимо колебаний основной частоты ω колебания высших гармонических составляющих, имеющих частоты 2ω , 3ω , ... Эти частоты лежат далеко за пределами полосы усиливаемых колебаний, поэтому гармоники сравнительно легко подавляются фильтрами. Выходные колебания после фильтра оказываются подобными колебаниям, подаваемым на вход усилителя. Поэтому искажения формы синусоидальных колебаний в усилителе радиопередатчика незначительны.

Мощность выходного каскада радиопередатчиков часто бывает очень большой (сотни и даже тысячи киловатт), поэтому одним из главных показателей таких каскадов является его КПД. В передатчиках, работающих на борту подвижных объектов, даже при малой мощности КПД является очень существенным фактором. В радиопередатчиках с ЧМ и ФМ ввиду узости полосы частот и постоянства амплитуды колебаний на выходе к каскадам усиления, помимо обеспечения заданной мощности при высоком КПД, никаких специальных требований не предъявляется. В радиопередатчиках с амплитудной модуляцией к каскадам усиления помимо высокого КПД, предъявляются еще требования пропорциональности амплитуд выходных и входных колебаний.

В качестве усилительных приборов в передатчиках используются электронные лампы (триоды, тетроды, пентоды) или транзисторы. Рассмотрим, в первую очередь, работу ламп в каскадах радиопередатчиков. Главными показателями работы каскада усиления будем считать КПД и отдаваемую мощность.

На рис. 2.1 изображена принципиальная схема лампового усилителя. На сетку лампы подается напряжение возбуждения высокой частоты $u_c = U_c \cos \omega t$ и постоянное напряжение смещения E_c . Мгновенное значение напряжения на сетке

$$e_c = E_c + U_c \cos \omega t. \quad (2.1)$$

В анодную цепь лампы включено сопротивление нагрузки R_a , на котором происходит падение напряжения u_a . Питание анодной цепи осуществляется от источника с напряжением E .

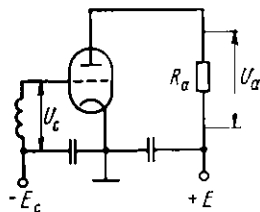


Рис. 2.1

Рассмотрим работу усилителя в режиме класса А. На рис. 2.2а изображена характеристика анодного тока лампы в зависимости от напряжения на сетке. При некотором напряжении смещения E_c устанавливается анодный ток, равный I_n (току покоя), что соответствует на характеристике лампы рабочей точке a . При подаче на сетку напряжения возбуждения u_c в анодной цепи устанавливается ток, имеющий вид синусоидальной кривой, изображенной на рис. 2.2б (в случае линейности характеристики лампы):

$$i_a = I_n + I_m \cos \omega t. \quad (2.2)$$

Как видим, анодный ток содержит две составляющие: постоянную I_n и переменную с амплитудой I_m . Среднее значение тока I_{a0} равно току покоя I_n . Напряжение на аноде лампы при чисто активном сопротивлении ($Z_a = R_a$)

$$e_a = E_a - i_a R_a = (E_a - I_n R_a) - I_{\sim} R_a \cos \omega t = (E_a - I_n R_a) - U_a \cos \omega t. \quad (2.3)$$

Это напряжение также содержит постоянную составляющую, равную $E - I_n R_a$, и переменную составляющую $U_a \cos \omega t$ (рис. 2.2б).

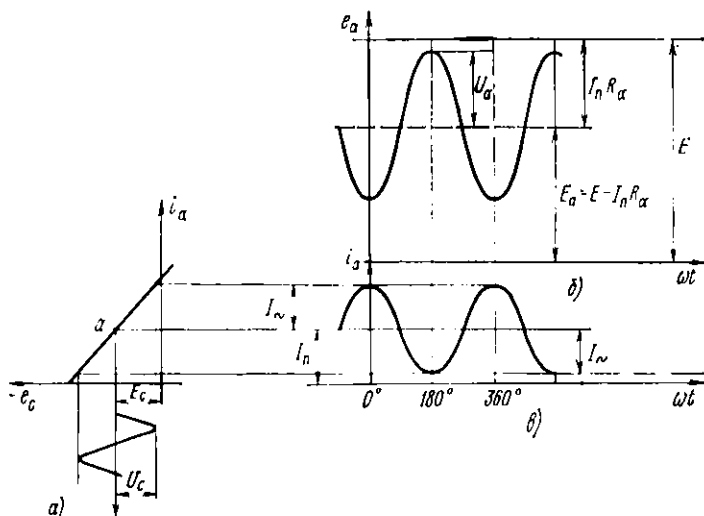


Рис. 2.2

Как известно, мощность, отдаваемая анодным источником питания,

$$P_0 = I_{a0} E = I_n E. \quad (2.4)$$

Эту мощность можно разложить на три слагаемых:

1) мощность переменной составляющей тока

$$P_{\sim} = 0,5 I_{\sim}^2 R_a = 0,5 I_{\sim} U_a, \quad (2.5)$$

которая выделяется в нагрузке и является полезной мощностью;

2) мощность $I_n^2 R_a$, которая также выделяется в нагрузке, но не несет информации об усиливаемом сигнале и является бесполезной;

3) мощность

$$P_a = P_0 - P_{\sim} - I_n^2 R_a, \quad (2.6)$$

выделяющаяся на аноде лампы и приводящая к его нагреву. Эта мощность также бесполезна.

Под КПД усилителя понимается отношение

$$\eta = P_{\sim} / P_0 = I_{\sim} U_a / 2 E I_n = 0,5 (I_{\sim} / I_{a0}) (U_a / E) = 0,5 (I_{\sim} / I_{a0}) \xi, \quad (2.7)$$

где ξ — коэффициент использования анодного напряжения, равный отношению амплитуды переменной составляющей напряже-

ния к напряжению источника питания ($\xi = U_a/E$). Из формулы (2.7) следует, что КПД тем выше, чем больше ($I_{\sim}/I_{a0}$) и (ξ).

В режиме класса А ток анода должен иметь форму косинусоиды, следовательно, необходимо выполнение условия $I_{\sim} \leq I_{\pi}$. Таким образом, предельное значение $I_{\sim}/I_{\pi} = 1$.

С увеличением U_a КПД тоже растет. Однако для режима класса А должно быть выполнено условие: при $\omega t = 0$ $e_a = E - 2U_a \geq 0$ или $U_a \leq 0,5E$. Следовательно, предельное значение $\xi = 0,5$.

Приняв значения $I_{\sim}/I_{a0} = 1$ и $\xi = 0,5$, получим максимальное значение КПД усилителя при работе в режиме класса А на активную нагрузку: $\eta \leq 0,5 \cdot 1 \cdot 0,5 = 0,25$. Как видно, КПД получился очень низким. Повысить его можно, в первую очередь, изменением параметров нагрузки.

Если параллельно сопротивлению нагрузки включить дроссель (рис. 2.3), имеющий очень большое индуктивное сопротивление ($\omega L \gg R_a$), то тогда для переменной составляющей тока $I_{\sim}$

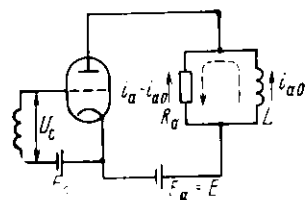


Рис. 2.3

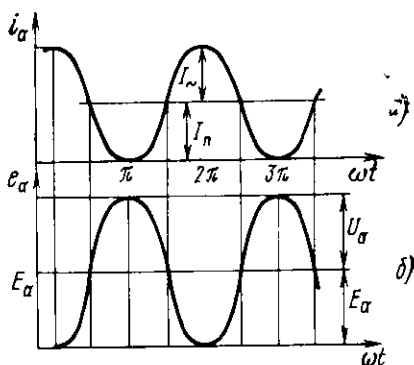


Рис. 2.4 →

ничего не изменится. Она, как и раньше, будет проходить через сопротивление нагрузки и создавать падение напряжения $R_a \cos \omega t$. Постоянная составляющая тока потечет через дроссель и не будет создавать падение постоянного напряжения на нагрузке. Вследствие этого напряжение источника питания E и среднее значение напряжения на аноде E_a станут равными: $E = E_a$.

Если одновременно с включением дросселя понизить напряжение источника E на величину $I_{\pi} R_a$ (до значения E_a в схеме на рис. 2.3), то кривые токов и напряжений — I_{π} , $I_{\sim}$, U_a — останутся такими же, как и в случае работы на активное сопротивление R_a (рис. 2.4). Останется прежним и значение полезной мощности $P_{\sim}$. Однако подводимая мощность P_0 станет меньше, так как $E_a < E$. Следовательно, КПД повысится. Если принять $I_{\sim}/I_{\pi} = 1$, то получим (см. рис. 2.4) $I_{\pi} R_a = I_{\sim} R_a = U_a$. В пределе $U_a = E_a = E$ и $\xi = 1$, следовательно, $\eta = 0,5 \cdot 1 \cdot 1 = 0,5$.

Обращает на себя внимание то обстоятельство, что в моменты времени $\omega t = \pi, 3\pi, \dots$ напряжение на аноде $e_{a \max}$ равно $E_a + U_a$. Для случая $U_a = E_a$; $e_{a \max} = 2E_a$.

Дальнейшее повышение КПД возможно путем увеличения $I_{\sim}/I_{\Pi}$. Это приведет к переходу усилителя в режим класса В и искажению формы тока и напряжения на аноде. При этом, как известно, помимо колебания основной частоты ω появятся высшие гармоники, имеющие частоты $2\omega, 3\omega, \dots$. Эти гармоники легко могут быть подавлены фильтрами.

Рассмотрим работу лампы в режиме класса В, т. е. при $I_{\sim}/I_{\Pi} > 1$. Анодный ток был определен уравнением (2.2) при условии, что это уравнение справедливо для всех значений ωt . Если

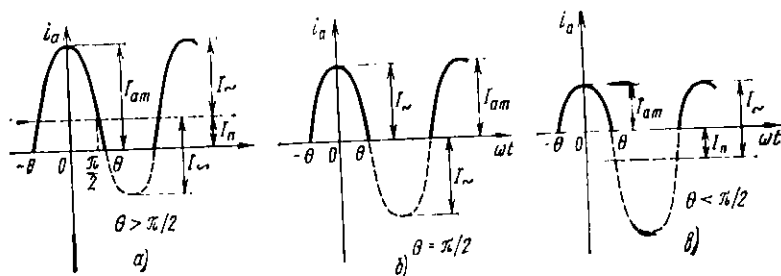


Рис. 2.5

же $I_{\sim}/I_{\Pi} > 1$, то при некоторых значениях ωt согласно (2.2) $i_a < 0$, что невозможно. Поэтому уравнение (2.2) справедливо только для некоторой части периода от $\omega t = -\theta$ до $\omega t = \theta$. В остальную часть периода $i_a = 0$ (рис. 2.5):

$$\left. \begin{aligned} i_a &= I_{\Pi} + I_{\sim} \cos \omega t, & -\theta < \omega t < \theta; \\ i_a &= 0, & \theta < \omega t < 2\pi - \theta. \end{aligned} \right\} \quad (2.8)$$

Ток обращается в нуль при $\omega t = \theta$, следовательно,

$$i_a = 0 = I_{\Pi} + I_{\sim} \cos \theta; \quad I_{\Pi} = -I_{\sim} \cos \theta. \quad (2.9); (2.10)$$

Значение текущего угла ωt , равное θ , при котором ток обращается в нуль, называется *углом отсечки*.

При импульсе косинусоидальной формы анодный ток существует при изменении ωt в пределах $-\theta < \omega t < \theta$, т. е. на протяжении части периода, равной 2θ . В остальную часть периода $i_a = 0$. Таким образом, угол θ может определяться как половина угла, в пределах которого протекает анодный ток.

Из (2.10) следует

$$\cos \theta = -I_{\Pi}/I_{\sim}; \quad i_a = I_{\sim} (\cos \omega t - \cos \theta). \quad (2.11); (2.12)$$

При $\omega t = 0$ анодный ток имеет максимальное значение I_{am} :

$$i_a = I_{am} = I_{\sim} (1 - \cos \theta). \quad (2.13)$$

В случае, рассмотренном выше (см. рис. 2.4), $I_{\sim} = I_{\Pi}$, ток обращался в нуль при $\omega t = 180^\circ$, т. е. при $\theta = 180^\circ$ и $\cos \theta = 1$. Следовательно, $i_a = I_{\Pi} + I_{\sim} \cos \omega t = I_{\sim} (1 + \cos \omega t)$.

Таким образом,

при $\theta > 90^\circ$ (рис. 2.5a) $\cos \theta < 0$, $I_{\pi} > 0$, $I_{am} = I_{\sim} (1 - \cos \theta) > I_{\sim}$;

при $\theta = 90^\circ$ (рис. 2.5б) $\cos \theta = 0$, $I_{\pi} = 0$, $I_{am} = I_{\sim}$;

при $\theta < 90^\circ$ (рис. 2.5в) $\cos \theta > 0$, $I_{\pi} < 0$, $I_{am} < I_{\sim}$.

При наличии отсечки ток покоя I_{π} уже не определяет мощность, потребляемую от источника ЭДС (при $\theta = 90^\circ$ $I_{\pi} = 0$).

Таким образом, в режиме класса В анодный ток имеет несинусоидальную форму и согласно теореме Фурье может быть представлен как сумма постоянной составляющей и ряда гармоник:

$$i_a = I_{a0} = I_{a1} \cos \omega t + I_{a2} \cos 2\omega t + \dots, \quad (2.14)$$

где I_{a0} — постоянная составляющая (среднее значение анодного тока); I_{a1} , I_{a2} — амплитуды гармоник, имеющих частоты ω , 2ω , ... Члены, содержащие $\sin k\omega t$, равны нулю ввиду симметрии кривой тока относительно оси ординат.

При несинусоидальной форме тока, как известно, подводимая мощность определяется постоянной составляющей тока I_{a0} :

$$P_0 = EI_{a0}. \quad (2.15)$$

Мощность, выделяющаяся в нагрузке и обусловленная каждой из гармоник тока, определяется соответственно как $P_1 = 0,5 I_{a1}^2 R_a$; $P_2 = 0,5 I_{a2}^2 R_a$ и т. д. (P_1 , P_2 — мощности первой и второй гармоник).

Если нагрузка имеет чисто активное сопротивление R_a (см. рис. 2.1), то в промежутке времени $\theta < \omega t < 2\pi - \theta$ $i_a = 0$ и напряжение на аноде равно напряжению источника E , а в промежутке времени $-\theta < \omega t < \theta$ $e_a = E - I_a R_a = E - I R_a (\cos \omega t - \cos \theta)$.

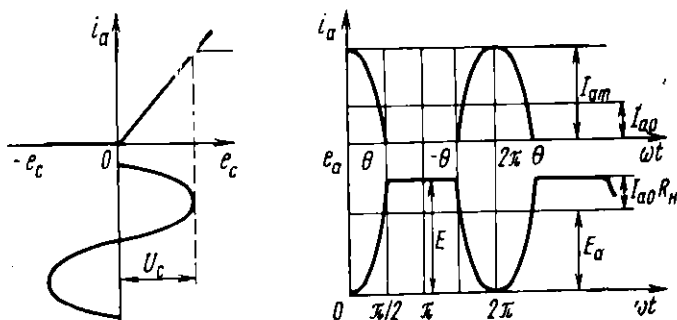


Рис. 2.6

На рис. 2.6 изображены формы тока и напряжения на аноде для случая $\theta = 90^\circ$.

Если параллельно нагрузке R_a включить дроссель (см. рис. 2.3), то кривые на рис. 2.6 не изменятся, если одновременно понизит напряжение источника до величины $E_a = E - I_{a0} R_a$ (здесь вместо I_{π} стоит I_{a0} , так как теперь это значение тока определяет падение напряжения, вызванное от постоянной составляющей тока).

Мощность переменной составляющей тока, выделяющаяся в нагрузке, может быть определена как мощность, обусловленная

всем током i_a , за исключением мощности, обусловленной постоянной составляющей тока $I_{a0} = R_a$. Это объясняется тем, что ток I_{a0} протекает не через нагрузку, а через дроссель. Поэтому

$$P_{\sim} = (I_{a1}^2 + I_{a2}^2 + \dots) R_a = \int_{-0}^0 i_a^2 R_a d\omega t - I_{a0}^2 R_a.$$

Коэффициент полезного действия каскада

$$\eta = P_{\sim}/P_0 = P_{\sim}/E_a I_{a0}. \quad (2.16)$$

Для случая, когда ток и напряжение имеют вид, изображенный на рис. 2.6, $P_{\sim} = 0,217 E_a I_{am}$, $I_{a0} = I_{am}/\pi$, $\eta = 0,68$.

Это значение КПД характеризует лампу как преобразователь энергии постоянного тока в энергию переменного тока. Если же рассматривать каскад как усилитель сигнала, имеющего форму синусоиды и частоту ω , то полезной мощностью надо считать мощность только первой гармоники и в этом случае $P_1 = 0,18 E_a I_{a0}$ и $\eta = 0,56$.

При работе с отсечкой в анодной цепи лампы ток имеет форму, которая отличается от формы напряжения, подаваемого на сетку. Лампа как бы «генерирует» сигнал заново. Поэтому часто каскад усилителя, работающий с отсечкой, называют генератором с внешним возбуждением.

Усиленные колебания синусоидальной формы можно получить путем фильтрации. Проще всего это сделать, включив в качестве нагрузки параллельный колебательный контур (рис. 2.7).

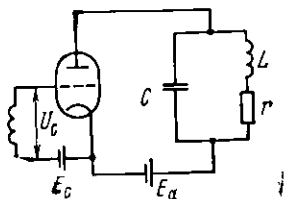


Рис. 2.7

Эквивалентное сопротивление такой нагрузки

$$Z_s = -i x_c (r + i x_L) / [r + i (x_L - x_c)] = R_s + i X_s. \quad (2.17)$$

Здесь r — полное сопротивление контура, включающее в себя сопротивление как собственно контура, так и нагрузки. Обычно используют контуры, у которых $x \gg r$ и, следовательно, $Z_s \approx \approx x_L x_c / [r + i (x_L - x_c)]$. При резонансе $\omega = \omega_0$; $|x_L| = |x_c| = \omega_0 L = 1/\omega C = \rho$

$$Z_s = \rho^2 / r = \rho Q = L / Cr = R_s. \quad (2.18)$$

Здесь $Q = \rho / r$ — добротность контура; ρ — его характеристическое сопротивление. Таким образом, на частоте резонанса сопротивление контура чисто активно и равно $R_s = \rho Q$. Для других частот $\omega = k\omega_0$, где $k \neq 1$, сопротивление контура

$$Z_s = i X_s = -i \rho k / (k^2 - 1), \quad (2.19)$$

т. е. практически чисто реактивно и значительно меньше R_s .

При угле отсечки $0 = 90^\circ$ $I_{a1} = 0,5 I_{am}$, $I_{a2} = 0,2 I_{am}$ и падение напряжения на нагрузке для первой гармоники $U_{a1} = 0,5 I_{am} \rho Q$, для

второй гармоники $U_{a2} = 0,2 I_{am} \left| -i \frac{2}{3} \rho \right| = \frac{0,4}{3} \rho I_{am}$. Если принять $Q = 10$, то $U_{a2}/U_{a1} = 0,026$.

Для более высоких гармоник падение напряжения еще меньше, поэтому напряжение на контуре имеет форму, весьма близкую к синусоидальной (рис. 2.8). Отсюда непосредственно следует, что при нагрузке в виде контура падение напряжения на нагрузке определяется в основном первой гармоникой тока I_{a1} ($U_{a1} = I_{a1} R_3$), а не амплитудой тока I_{am} ($U_a = R_a I_{am}$), как в случае нагрузки в виде сопротивления R_a , шунтированного дросселем (см. рис. 2.3). Поэтому для получения одного и того же значения падения напряжения сопротивление контура R_3 должно быть больше сопротивления R_a . По этой причине при заданной величине импульса тока I_{am} полезная мощность и КПД схемы с контуром (см. рис. 2.7) выше, чем схемы с сопротивлением, шунтированным дросселем (см. рис. 2.3). При условии, что $U_a = E_a$ и $\theta = 90^\circ$, для схем с колебательным контуром $P_1 = 0,5 I_{a1} U_a = 0,25 E_a I_{am}$; $P_0 = E_a I_{a0} = (1/\pi) E_a I_{am}$; $\eta = 0,78$. Поэтому схема с контуром очень часто применяется в радиопередатчиках.

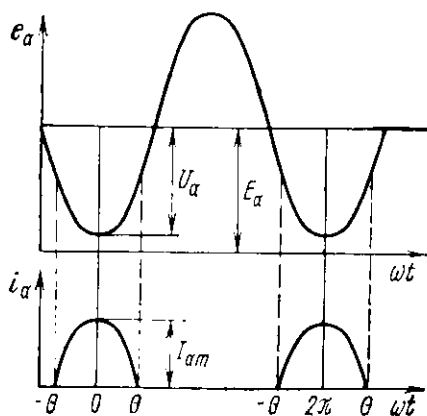


Рис. 2.8

лем (см. рис. 2.3). При условии, что $U_a = E_a$ и $\theta = 90^\circ$, для схем с колебательным контуром $P_1 = 0,5 I_{a1} U_a = 0,25 E_a I_{am}$; $P_0 = E_a I_{a0} = (1/\pi) E_a I_{am}$; $\eta = 0,78$. Поэтому схема с контуром очень часто применяется в радиопередатчиках.

2.2. Влияние угла отсечки на работу генератора с внешним возбуждением

Рассмотрим влияние угла отсечки анодного тока на отдаваемую полезную мощность P_1 и КПД каскада при нагрузке в виде колебательного контура. Полезная мощность определяется амплитудой первой гармоники тока

$$P_1 = I_{a1}^2 R_3 / 2 = 0,5 I_{a1} U_a, \quad (2.20)$$

а КПД в соответствии с (2.16) равен

$$\eta = 0,5 I_{a1} U_a / E_a I_{a0} = 0,5 (I_{a1} / I_{a0}) U_a / E_a = 0,5 (I_{a1} / I_{a0}) \xi. \quad (2.21)$$

Для определения КПД необходимо знать как I_{a1} , так и I_{a0} . Согласно теореме Фурье постоянная составляющая тока

$$I_{a0} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_a d\omega t = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I_{\sim} (\cos \omega t - \cos \theta) d\omega t = I_{\sim} \gamma_0, \quad (2.22)$$

где $\gamma_0 = (\sin \theta - \theta \cos \theta) / \pi$.

Первая гармоника тока определяется как

$$I_{a1} = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_a \cos \omega t d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{-\theta}^{\theta} I_m (\cos \omega t - \cos \theta) \times \\ \times \cos \omega t d\omega t = I_m \gamma_1, \quad (2.23)$$

где $\gamma_1 = [\theta - \sin \theta \cos \theta] / \pi$.

Если постоянную составляющую и первую гармонику выразить через максимальное значение тока I_{am} , то получим

$$\left. \begin{aligned} I_{a0} &= I_{am} \alpha_0 \text{ и } I_{a1} = I_{am} \alpha_1, \\ \text{где } \alpha_0 &= (\sin \theta - \theta \cos \theta) / \pi (1 - \cos \theta); \\ \alpha_1 &= (\theta - \sin \theta \cos \theta) / \pi (1 - \cos \theta). \end{aligned} \right\} \quad (2.24)$$

Зависимости γ_0 , γ_1 , α_0 и α_1 от θ приведены на рис. 2.9 и 2.10. Там же изображены зависимости $\gamma_k = I_{ak}$ и $\alpha_k = I_{ak} / I_{am}$ от θ . Коэффициент полезного действия генератора по первой гармонике

$$\eta = P_1 / P_0 = 0,5 (I_{a1} / I_{a0}) \xi = 0,5 (\alpha_1 / \alpha_0) \xi. \quad (2.25)$$

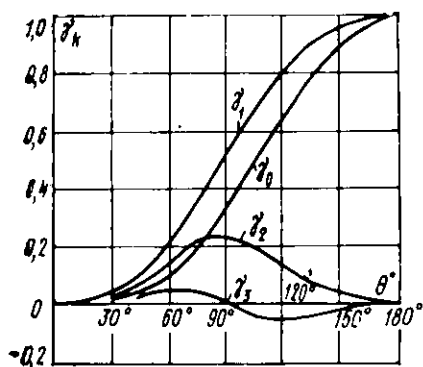


Рис. 2.9

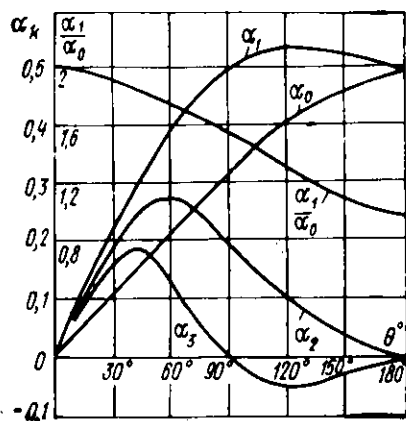


Рис. 2.10

Максимум КПД достигается при заданном ξ при максимальном отношении α_1 / α_0 . Кривая α_1 / α_0 изображена на рис. 2.10.

Выбор угла отсечки θ зависит от конкретных условий. Здесь возможны три случая.

1. Задана амплитуда тока I_{am} . В этом случае отдаваемая мощность P_1 пропорциональна α_1 и максимальное значение мощности первой гармоники соответствует максимальному значению α_1 . Как видно из рис. 2.10, α_1 имеет максимум при $\theta = 120^\circ$. Следовательно, при условии, что $I_{am} = \text{const}$, мощность максимальна при угле отсечки $\theta = 120^\circ$.

2. Задана величина $I_{\sim}$. Как будет показано ниже, она определяется амплитудой напряжения возбуждения на сетке (U_c). В этом случае P_1 максимальна при максимальном значении γ_1 . (Из рис. 2.9 видно, что в этом случае оптимальный угол отсечки $\theta = 180^\circ$.)

3. Задана постоянная составляющая анодного тока I_{a0} . Тогда можно написать $P_1 = 0,5 U_a I_{a1} = 0,5 U_a I_{a0} (a_1/a_0)$. Мощность P_1 максимальна при максимальном значении a_1/a_0 , которое достигается при $\theta = 0$ (см. рис. 2.10).

Таким образом, в зависимости от исходных данных значения угла отсечки, оптимальные для получения максимальной мощности, получаются разными.

Кроме получения большой мощности, нас должен интересовать и КПД, определяемый выражением (2.25). Он тем больше, чем больше a_1/a_0 , т. е. чем меньше θ (см. рис. 2.10). Углы отсечки 180° и 120° не являются оптимальными с точки зрения получения высокого КПД, так как при $\theta = 120^\circ$ $\eta = 0,66\xi$, а при $\theta = 180^\circ$ $\eta = 0,5\xi$. Для получения высокого КПД нужно уменьшить угол отсечки. Однако при его уменьшении падает a_1 , и для обеспечения заданной мощности P_1 приходится увеличивать максимальную величину импульса тока ($I_{am} = 2P_1/U_a \gamma_1$). У большинства электронных приборов максимальное значение импульса тока (ток эмиссии) ограничено. Возрастание его выше допустимого значения приводит к выходу прибора из строя.

С уменьшением угла отсечки падает также и γ_1 , и для получения заданной мощности P_1 приходится увеличивать ток $I_{\sim}$ ($I_{\sim} = 2P_1/U_a \gamma_1$), который, как уже указывалось, определяется на-

пряжением возбуждения U_c . При увеличении $I_{\sim}$ приходится увеличивать напряжение возбуждения U_c и, следовательно (как будет показано ниже), мощность возбуждения.

На рис. 2.11 приведены графики зависимости I_{am} и U_c от угла отсечки; I_{am} и U_c для $\theta = 90^\circ$ приняты за 1. Как видно из этих графиков, при уменьшении угла отсечки θ от 180° до 90° КПД увеличивается от $0,5\xi$ до $0,78\xi$. При этом I_{am} остается неизменным, а U_c увеличивается в 2 раза. При уменьшении θ от 90° до 60° КПД уве-

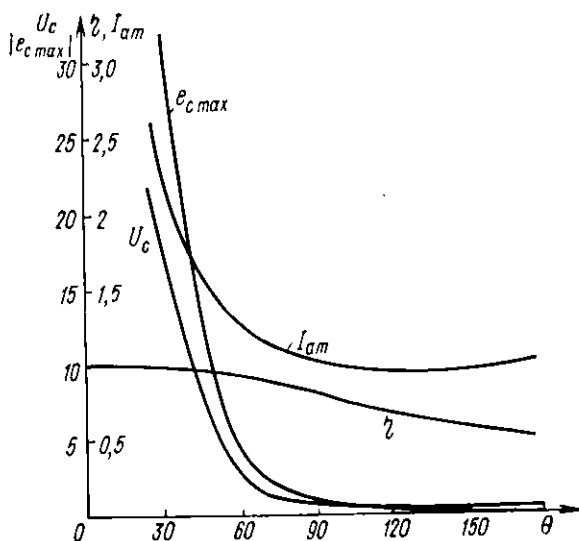


Рис. 2.11
18

личивается от 0,78ξ до 0,92ξ, но требуется повышение напряжения возбуждения U_c еще в 2,5 раза. Величина импульса тока I_{am} возрастает незначительно. При уменьшении угла отсечки от 60° до 30° КПД возрастает незначительно, но напряжение возбуждения U_c возрастает еще в 7 раз и становится в 17 раз больше, чем при $\theta=90^\circ$. Импульс тока I_{am} увеличивается также в 2 раза. Есть еще причина, по которой нельзя выбирать очень малый угол отсечки. В паспорте лампы указывается предельное значение отрицательного напряжения на сетке («обратное напряжение»). Это напряжение, которое получается на сетке при $\omega t = 180^\circ$, равно $e_{c\max} = E_c - U_c$.

На рис. 2.12 приведена кривая $e_{c\max} = f(\theta)$. При этом за 1 принято значение $e_{c\max}$ при $\theta=90^\circ$. Таким образом, рационально выбирать угол отсечки в пределах $60^\circ < \theta < 90^\circ$.

Если необходимо получить высокий КПД, то нужно брать угол отсечки ближе к 60°. При этом коэффициент усиления каскада будет сравнительно мал, и есть опасность превышения допустимого отрицательного напряжения на сетке. Если же мощность предыдущего каскада ограничена и важен большой коэффициент усиления, то необходимо брать угол отсечки ближе к 90°. При этом КПД будет ниже.

2.3. Режимы работы генератора с внешним возбуждением

Рассмотрим работу лампы на колебательный контур с учетом ее реальных характеристик. На рис. 2.12а изображены характеристики лампы ГЛ-10А (триод мощностью 175 кВт) $i_a = f(e_c)$. Они почти линейны и с достаточной степенью точности могут быть аппроксимированы прямыми линиями, идущими под некоторым углом S к оси абсцисс (пунктир на рис. 2.12а). Характеристики при разных анодных напряжениях смещены друг относительно друга на величину $\Delta e_c = D\Delta e_a$ (D — проницаемость лампы). То напряжение на аноде, при котором идеализированная характеристика проходит через начало координат ($i_a=0$, $e_c=0$), назовем напряжением приведения по аноду E_{a0} ; для этого напряжения анодный ток $i_a = Se_c$. При других значениях анодного напряжения анодный ток определяется уравнением $i_a = S[e_c + D(e_a - E_{a0})]$.

Если обозначить через $E_{c0} = DE_{a0}$ напряжение на сетке, при котором идеализированная характеристика анодного тока в анодной системе координат $i_a = f(e_a)$ (рис. 2.12б) пройдет через точку $i_a=0$ при $e_a=0$ (напряжение приведения по сетке), то тогда можно записать $i_a = S(e_c - E_{c0} + De_a)$. На характеристике $i_a = f(e_c)$ напряжение E_{c0} соответствует точке пересечения идеализированной характеристикой i_a оси абсцисс при $e_a=0$.

При расчетах часто удобно использовать еще одну величину, E'_c (напряжение запираания). E'_c — это то напряжение на сетке, при котором идеализированная характеристика анодного тока при напряжении на аноде, равном напряжению источника E_a , пересечет ось абсцисс (см. рис. 2.12а).

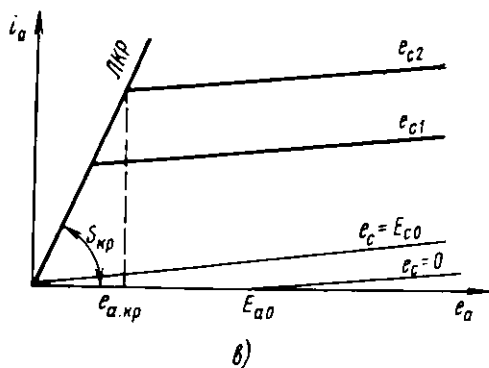
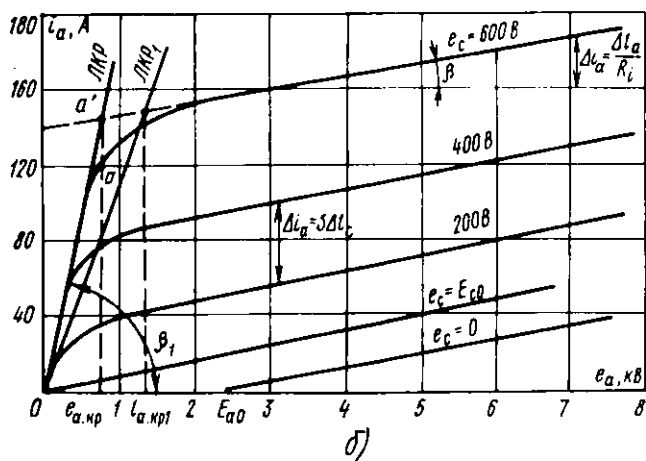
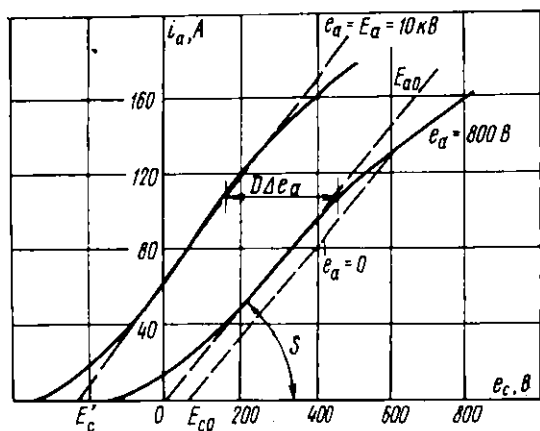


Рис. 2.12

Таким образом, ток анода может быть описан уравнениями

$$i_a = S[e_c + D(e_a - E_{a0})] = S(e_c - E_{c0} + De_a) = S(e_c - E_c'). \quad (2.26)$$

Однако эти выражения справедливы только при больших значениях анодного напряжения, выше некоторого «критического» значения $e_{a.кр}$. На рис. 2.126 изображены характеристики анодного тока лампы ГК-10А, но в координатах $i_a = f(e_a)$ при постоянных значениях напряжения на сетке e_c .

В «активной» области ($e_a > e_{a.кр}$) кривые $i_a = f(e_a)$ почти линейны и идут под некоторым углом β по отношению к оси абсцисс: $\operatorname{tg} \beta = \Delta i_a / \Delta e_a = 1/R_i$. У генераторных ламп обычно R_i велико и угол β мал. Кривые, соответствующие разным значениям e_c , идут параллельно друг к другу на расстоянии $\Delta i_a = S e_c$ (см. рис. 2.126).

При $e_a = e_{a.кр}$ происходит излом характеристики. При уменьшении E_a ($e_a < e_{a.кр}$) анодный ток быстро падает и при $e_a = 0$ $i_a = 0$. Объясняется это тем, что при $e_a \approx e_c$ электроны, вылетающие из катода и создающие катодный ток i_k , пролетев сквозь сетку, попадают в пространство между сеткой и анодом. Если $e_a > e_c$, то поле является ускоряющим, электроны летят в основном на анод и создают анодный ток. При этом ток сетки мал. При приближении значения e_a к e_c (область критического режима) поле в пространстве анод—сетка становится тормозящим и значительная часть электронов, пролетев сквозь сетку, возвращается назад и создает большой сеточный ток. Анодный ток при этом уменьшается. Поэтому в области критического режима анодный ток быстро падает, а сеточный быстро растет (см. рис. 2.126). В этой области ток анода почти не зависит от напряжения на сетке e_c , а зависит от e_a и может быть аппроксимирован прямой линией, называемой *линией критического режима* (ЛКР) и описываемой уравнением

$$i_a = S_{кр} e_a. \quad (2.27)$$

Здесь $S_{кр}$ — крутизна ЛКР. В этой области лампа представляет собой как бы активное сопротивление, равное $R_{кр} = 1/S_{кр} = e_{a.кр}/i_{a.кр}$, где $e_{a.кр}$ и $i_{a.кр}$ — значения напряжения и тока в точке излома характеристики. На рис. 2.12в изображены статические характеристики лампы, построенные по уравнениям (2.26), (2.27). В точке $e_{a.кр}$ и $i_{a.кр}$ справедливы оба уравнения, (2.26) и (2.27), поэтому

$$i_{a.кр} = S(e_c - E_{c0} + De_{a.кр}) = S_{кр} e_{a.кр}.$$

Если принять, что в критической точке ($e_{a.кр}$, $i_{a.кр}$) $e_{a.кр} = \kappa_a e_c$ (κ_a — некоторый коэффициент, равный 1, 2, ...), то получим при $D \ll 1$

$$\begin{aligned} S_{кр} &= S \frac{e_c + De_{a.кр} - E_{c0}}{e_{a.кр}} = S \frac{e_c + D\kappa_a e_c - E_{c0}}{\kappa_a e_c} = \\ &= S \frac{1 + D\kappa_a - E_{c0}/e_c}{\kappa_a} \frac{S}{\kappa_a}. \end{aligned}$$

Линия критического режима может быть проведена по-разному. Если принять $\kappa_a = 1,2$, то соответствующие ЛКР и $e_{a,кр}$ показаны на рис. 2.126. Эта ЛКР хорошо отображает ход кривой анодного тока при малых e_a , но значение тока $i_{a,кр}$ при $e_{a,кр}$ (точка a') заметно больше, чем полученное по реальной характеристике (точка a).

Если принять $\kappa_a = 2$, то получим ЛКР₁ и $e_{a,кр}$. В этом случае ход идеализированной характеристики заметно отличается от хода реальной, но значение тока при $e_a = e_{a,кр1}$ ближе к реальному значению. При расчетах в большинстве случаев более важно получить правильное значение тока i_a при $e_a = e_{a,кр1}$. Поэтому обычно и принимают $\kappa_a \approx 2$. В этом случае $S_{кр} \approx 0,5S$.

Отметим, что идеализированные характеристики лампы, описываемые уравнениями (2.26) и (2.27), естественно, не совсем точно определяют ток анода. Однако поскольку параметры различных экземпляров ламп одной и той же серии могут отличаться примерно на $\pm 20\%$, то неточности аппроксимации вполне допустимы.

Перейдем к анализу работы лампового генератора. Будем считать, что нагрузкой ГВВ является колебательный контур, настроенный в резонанс, и что напряжения на аноде и на сетке описываются уравнениями

$$e_c = E_c + U_c \cos \omega t; \quad e_a = E_a - U_a \cos \omega t. \quad (2.28)$$

В этом случае в соответствии с (2.26) можно написать

$$\begin{aligned} i_a &= S \{ (E_c - E_{c0} + DE_a) + (U_c - DU_a) \cos \omega t \} = \\ &= I_{\pi} + I_{\sim} \cos \omega t. \end{aligned} \quad (2.29)$$

Анодный ток состоит из двух слагаемых: тока покоя

$$I_{\pi} = S [E_c - E_{c0} + DE_a] \quad (2.30)$$

и переменной составляющей с амплитудой

$$I_{\sim} = S (U_c - DU_a). \quad (2.31)$$

Подставляя (2.31) в (2.10), получаем

$$I_{\pi} = -I_{\sim} \cos \theta = -S (U_c - DU_a) \cos \theta; \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} \cos \theta &= -I_{\pi} / I_{\sim} = -(E_c - E_{c0} + DE_a) / (U_c - DU_a) = \\ &= -(E_c - E'_c) / (U_c - DU_a). \end{aligned} \quad (2.33)$$

Положив $\omega t = 0$, из (2.29) находим максимальное значение анодного тока

$$I_{am} = I_{\pi} + I_{\sim} = I_{\sim} (1 - \cos \theta) = S (U_c - DU_a) (1 - \cos \theta). \quad (2.34)$$

Из этой формулы можно определить напряжение возбуждения, необходимое для получения I_{am} :

$$U_c = I_{am} / S (1 - \cos \theta) + DU_a. \quad (2.35)$$

И, наконец, из (2.29), положив $\omega t = 0$ и $i_a = 0$, можно найти напряжение смещения, которое необходимо для получения заданного угла отсечки θ :

$$\begin{aligned} E_c &= -(U_c - DU_a) \cos \theta - D(E_a - E_{a0}) = \\ &= -(U_c - DU_a) \cos \theta + E_{c0} - DE_a = E_c - (U_c - DU_a) \cos \theta. \end{aligned} \quad (2.36)$$

Имея семейство идеализированных статических характеристик лампы и выражения для мгновенных значений напряжений e_c и e_a , можно построить *динамическую характеристику*. Динамическая характеристика определяет изменение анодного тока лампы под действием одновременного изменения e_c и e_a . Она может быть построена как в анодной, так и в анодно-сеточной системах координат.

На рис. 2.13а приведены идеализированные статические характеристики анодного тока лампы и динамическая характери-

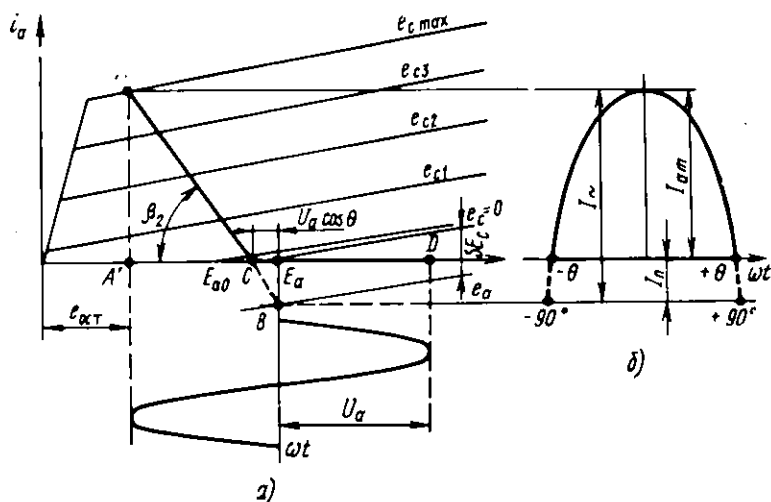


Рис. 2.13

стики, построенная с их помощью при заданных значениях E_a , E_c , U_a , U_c , θ . Первой особой точкой динамической характеристики является точка A , в которой $\omega t = 0$. Из (2.28) получаем: $e_c = E_c + U_c$, $e_a = E_a - U_a$ и $i_a = I_{am}$.

Второй особой точкой является точка B , в которой $\omega t = 90^\circ$. При этом $e_c = E_c$, $e_a = E_a$. Анодный ток i_a равен току покоя I_n . Эту точку можно найти, отложив на вертикальной линии, проходящей через $e_a = E_a$, отрезок, равный току покоя I_n , который определяется по формуле (2.30) или (2.32). При угле отсечки $\theta = 90^\circ$ ток покоя $I_n = 0$. Если $\theta > 90^\circ$ $I_n > 0$; если $\theta < 90^\circ$, $I_n < 0$.

Третьей особой точкой является точка C , в которой $i_a = 0$, $\omega t = \theta$. Для этого момента $e_c = E_c + U_c \cos \theta$, $e_a = E_a - U_a \cos \theta$.

Покажем, что динамическая характеристика на участке $A-B$, является прямой линией. Действительно, выразив $\cos \omega t$ из (2.28) и подставив его в (2.29), получим

$$i_a = I_n + I_{\sim} (E_a - e_a) / U_a = (I_n + I_{\sim} E_a / U_a) - (I_{\sim} / U_a) e_a.$$

Зависимость анодного тока i_a от анодного напряжения e_a описывается уравнением прямой. Наклон динамической характеристики на рис. 2.13 определяется выражением

$$\begin{aligned} \operatorname{tg} \beta_2 &= I_{am} / U_a (1 - \cos \theta) = I_{\sim} (1 - \cos \theta) / U_a (1 - \cos \theta) = \\ &= I_{\sim} / U_a = 1 / (R_3 I_{a1} / I_{\sim}) = 1 / R_3 \gamma_1, \end{aligned}$$

где $\gamma_1 = I_{a1} / I_{\sim}$, $R_3 = U_a / I_{a1}$ — сопротивление нагрузки.

Из формулы видно, что наклон динамической характеристики зависит от сопротивления нагрузки R_3 . Однако, в отличие от случая работы лампы в режиме класса А на чисто активное сопротивление, наклон этой прямой определяется не только сопротивлением нагрузки, но и еще величиной γ_1 .

Четвертой особой точкой динамической характеристики является точка D , в которой $\omega t = 180^\circ$. При этом $e_c = E_c - U_c$, $e_a = E_a + U_a$, $i_a = 0$.

Таким образом, динамическая характеристика представляет собой ломаную линию. Она начинается в точке A , где e_a имеет (остаточное) значение $e_{a \min} = e_{\text{ост}} = E_a - U_a$, а $i_a = I_{am}$; далее идет под некоторым углом по отношению к оси абсцисс, упирается в эту ось в точке C , где $e_a = E_a - U_a \cos \theta$, и дальше идет вправо по оси абсцисс до точки D , где $e_a = E_a + U_a$.

На рис. 2.13б изображен импульс анодного тока. Там же указаны ток покоя I_n , угол отсечки θ и величина импульса тока I_{am} .

Отметим, что аналогично динамической характеристике в анодной системе координат строится динамическая характеристика в анодно-сеточной системе координат.

Рассмотрим, как меняются ход динамической характеристики и форма импульса тока в анодной системе координат при фиксированных напряжениях E_c , U_c , E_a и различных значениях R_3 (рис. 2.14). Прежде всего нужно найти ток покоя I_n . Он определяется, как было показано выше, значениями E_c , E_a (точка B на рис. 2.14а). Верхний конец динамической характеристики (точка A) при изменении R_3 будет скользить по статической характеристике анодного тока, для которой $e_c = e_{c \max}$ ($e_{c \max} = E_c + U_c = \text{const}$).

При $R_{31} = 0$, $U_a = 0$ динамическая характеристика представляет собой вертикальную прямую линию, идущую из точки B через точку C_1 до точки A_1 . Импульс тока имеет косинусоидальную форму. Амплитуда тока равна I_{am1} (рис. 2.14б). При $R_{32} > 0$ появится падение напряжения на нагрузке $U_{a2} = I_{a1} R_{32}$, и верхняя точка динамической характеристики будет находиться уже в точке A_2 ($e_a = E_a - U_{a2}$). Динамическая характеристика из этой точки также идет к точке B . Однако в точке C_2 пересечения этой прямой с осью

абсцисс происходит ее излом, и далее она идет вдоль оси абсцисс до точки D_2 ($\omega t = 180^\circ$, $e_a = E_a + U_{a2}$). Таким образом, при выбранном сопротивлении нагрузки R_{a2} динамическая характеристика

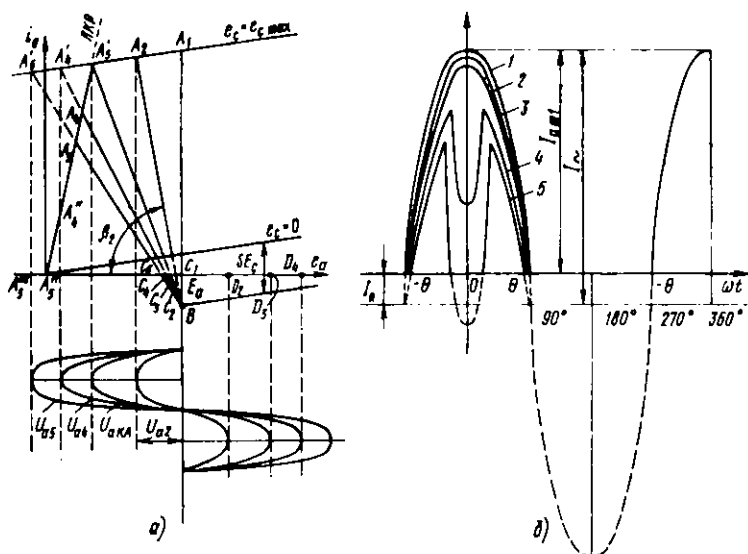


Рис. 2.14

имеет вид линейно-ломаной линии $A_2C_2D_2$. Импульс анодного тока имеет косинусоидальную форму, его величина немного меньше, чем в предыдущем случае (кривая 2 на рис. 2.14б). Если увеличить сопротивление нагрузки, то U_a увеличится.

Пусть U_a будет таким, что верхний конец динамической характеристики попадает в точку A_3 , лежащую на пересечении прямой $e_c = e_{c \max}$ с ЛКР (см. рис. 2.14). Динамическая характеристика из точки A_3 идет к точке B , но в точке C_3 происходит ее излом, и далее она идет вправо до точки D_3 ($e_a = E_a + U_{a3}$). При этом импульс тока останется косинусоидальным (кривая 3 на рис. 2.14б). Если еще больше увеличить сопротивление нагрузки R_a , то наклон динамической характеристики также увеличится. Характеристика пойдет из точки B в точку A'_4 . Но дойдя до ЛКР в точке A_4 , она вместо того, чтобы идти в точку A'_4 , пойдет вдоль этой линии к точке A''_4 . Это объясняется тем, что при $e_c = e_{c \max}$, $e_a = E_a - U_{a4}$ ток анода определяется по линии критического режима. Таким образом, динамическая характеристика будет иметь вид линейно-ломаной линии $A''_4A_4C_4D_4$. При этом импульс анодного тока будет иметь вид отрезка косинусоиды, в верхней части которой имеется «провал» (кривая 4 на рис. 2.14б).

При еще большем сопротивлении нагрузки наклон динамической характеристики еще больше увеличится (например, она будет идти из точки B в точку A'_5). Однако в точке A_5 динамическая характеристика достигает ЛКР и далее идет вдоль ЛКР до

пересечения с осью абсцисс в точке A''_5 . Затем она пойдет по оси абсцисс до точки A'''_5 ($e_a = E_a - U_{a5} < 0$; $i_a = 0$). Таким образом, динамическая характеристика в этом случае представляет собой сложную кривую с несколькими изломами в точках A'''_5 , A''_5 , A_5 , C_5 , D_5 . При этом импульс анодного тока разделяется на два импульса, расположенных симметрично относительно оси ординат (кривая 5 на рис. 2.14б).

Режим работы, при котором U_a мало, а остаточное напряжение $e_{ост} = E_a - U_a$ велико (т. е. больше $e_{a,кр}$), носит название *недонапряженного режима* (см. рис. 2.14б, кривые 1 и 2). При этом динамическая характеристика не пересекает ЛКР, импульс анодного тока имеет форму отрезка косинусоиды. Предельный случай недонапряженного режима, когда верхний конец динамической характеристики (A_3) попадает в точку $(e_{a,кр}, i_{a,кр})$ пересечения прямой i_a , соответствующей $e_c = e_{c, max}$, с линией критического режима ($i_a = S_{кр} e_a$), носит название *критического режима* (см. рис. 2.14б, кривая 3).

Режим работы, при котором U_a велико, а остаточное напряжение мало ($e_{ост} < e_{a,кр}$), носит название *перенапряженного режима*. При этом динамическая характеристика в верхней своей части имеет излом и идет вниз по ЛКР. Импульс анодного тока имеет «провал» (см. рис. 2.14б, кривые 4 и 5). Перенапряженный режим имеет две разновидности. Первая соответствует случаю, когда провал в импульсе не доходит до оси абсцисс (кривая 4 на рис. 2.14б). Такой режим носит название *слабо перенапряженного*. Режим, при котором $e = E_{ca} - U_a < 0$, а в импульсе анодного тока провал доходит до оси абсцисс (кривая 5 на рис. 2.14б), носит название *сильно перенапряженного*.

Зная величину и форму тока, можно найти I_{a0} и I_{a1} , а зная I_{a0} , I_{a1} , E_a , U_a , легко можно определить: $P_0 = E_a I_{a0}$; $P_1 = U_a I_{a1}$; $P_a = P_0 - P_1$; $\eta = 0,5(\alpha_1/\alpha_0)\xi$; $R_3 = U_a/I_{a1}$. Зависимости I_{a0} , I_{a1} , U_a , P_0 , P_1 , P_a , η от R_3 приведены на рис. 2.15.

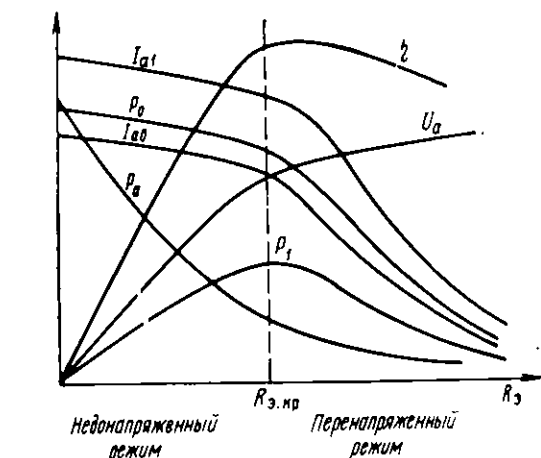


Рис. 2.15

При малых сопротивлениях нагрузки режим недонапряженный. Ток анода I_{a1} мало меняется при увеличении сопротивления нагрузки. Поэтому $U_a = I_{a1} R_3$ растет пропорционально R_3 (см. рис. 2.15). Подводимая мощность меняется мало, а полезная P_1 растет пропорционально R_3 . Мощность, рассеиваемая на аноде, велика, она умень-

шается с увеличением R_3 . Коэффициент полезного действия при малых сопротивлениях нагрузки очень мал, но возрастает с увеличением R_3 . При $R_3 = R_{3, \text{кр}}$ режим становится критическим, полезная мощность достигает максимума, КПД также близок к максимальному значению. Этот режим оптимален с точки зрения как полезной мощности, так и КПД.

При дальнейшем увеличении R_3 режим становится перенапряженным, в импульсе анодного тока появляется провал и ток анода (I_{a1} ; I_{a0}) падает. Напряжение на нагрузке почти не растет. Так как U_a почти не растет, то $P_1 = U_a^2/R_3$, а также P_0 уменьшается. Ввиду того что $\xi = U_a/E_a$ велико, КПД также велик и лишь немного уменьшается при очень больших R_3 .

2.4. Цепь сетки лампового генератора с внешним возбуждением

Рассмотрим процессы, протекающие в цепи сетки лампы. На рис. 2.16а изображены статические характеристики сеточного тока лампы ГУ-66А. В области больших анодных напряжений се-

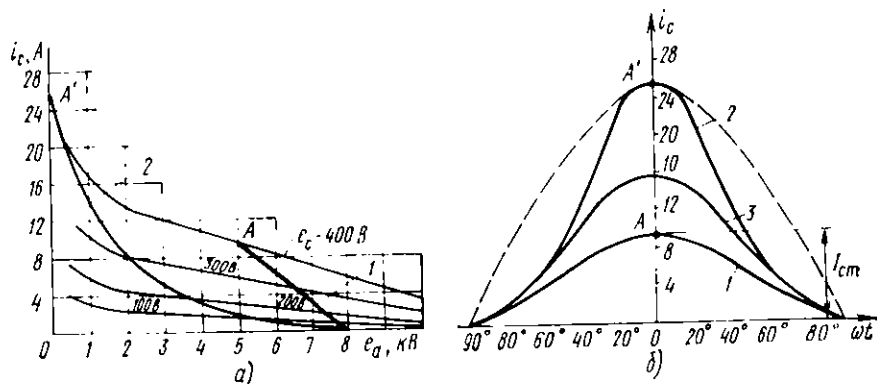


Рис. 2.16

точный ток сравнительно мал и составляет примерно 10...15% анодного. При уменьшении e_a сеточный ток растет, и при малых напряжениях на аноде, соизмеримых с напряжением на сетке (в области ЛКР), сеточный ток резко увеличивается. Причина этого явления была рассмотрена выше.

При работе лампы, когда напряжения на сетке и на аноде изменяются в соответствии с (2.28), сеточный ток изменяется не по статической, а по динамической характеристике.

Так как при $\omega t = 0$ напряжение на сетке наибольшее ($e_c = E_c + U_c$), а на аноде наименьшее ($e_a = e_{\text{ост}} = E_a - U_a$), сеточный ток в этот момент максимален.

На рис. 2.16а изображены статические характеристики сеточного тока лампы ГУ-66А и две динамические: 1 — для недонапряженного режима ($E_a = 10$ кВ, $U_a = 5$ кВ, $\xi = 0,5$) и 2 — для перенапряженного режима ($E_a = 10$ кВ, $U_a = 10$ кВ, $\xi = 1$). Как видно из

рисунка, при недонапряженном режиме динамическая характеристика почти линейна и импульс сеточного тока имеет форму, близкую к косинусоиде (кривая 1 на рис. 2.16б). При работе в перенапряженном режиме при ωt , близком к нулю, e_a мало, а e_c велико и динамическая характеристика сеточного тока нелинейна (кривая 2 на рис. 2.16а). Импульс сеточного тока увеличивается и имеет остrokонечную форму (кривая 2 на рис. 2.16б). При работе в критическом режиме импульс сеточного тока меньше, чем в перенапряженном, но также имеет сложную форму (кривая 3 на рис. 2.16б).

Амплитуда импульса сильно зависит от величины остаточного напряжения ($e_{ост}$). Так как $e_{ост}$ составляет 5...10% от U_a , то даже незначительное в процентном отношении изменение U_a приводит к большому изменению амплитуды и постоянной составляющей тока сетки (I_{c0}). Таким образом, I_{c0} является очень чувствительным «индикатором» напряженности режима. Для недонапряженного режима определение постоянной составляющей сеточного тока I_{c0} не составляет трудности, так как импульс имеет форму, близкую к синусоиде. В этом случае

$$I_{c0} = I_{cm} \alpha_0, \quad (2.37)$$

где I_{cm} — амплитуда сеточного тока, определенная для $e_c = e_{cm}$ и $e_a = e_{ост}$; α_0 — коэффициент разложения косинусоидального импульса (см. рис. 2.10); θ_g — угол отсечки сеточного тока, который может быть определен из условия

$$\cos \theta_c = -E_c/U_c \quad (2.38)$$

(сеточный ток появляется при $e_c = 0$).

Определение I_{c0} по формуле (2.37) для перенапряженного режима дает завышенный результат, так как площадь, ограниченная косинусоидой (показана пунктиром на рис. 2.16б), оказывается значительно больше площади, ограниченной остrokонечным импульсом сеточного тока. Формулой (2.37) можно пользоваться, лишь вводя дополнительный поправочный коэффициент

$$I_{c0} \approx k_{c0} \alpha_0 I_{cm}.$$

Поправочный коэффициент для критического режима обычно имеет значение порядка 0,6...0,7, для перенапряженного он меньше.

Для каждого типа лампы можно указать, при каком отношении сеточного тока к анодному ($\alpha_c = I_{c0}/I_{a0}$) наступает критический режим. Для большинства ламп (триодов) $\alpha_c = 0,2...0,3$. При $\alpha_c > 0,3$ режим перенапряженный, при $\alpha_c < 0,2$ — недонапряженный.

Рассмотрим теперь сетки лампы (рис. 2.17). В ней действуют две ЭДС — переменная (U_c) и постоянная (E_c). Мощность, отдаваемая постоянной ЭДС (источником смещения), может быть определена из выражения

$$P_{c0} = E_c I_{c0}. \quad (2.39)$$

Если напряжение смещения положительно, т. е. на сетку подается положительное относительно катода напряжение, то постоянная составляющая сеточного тока I_{c0} протекает по направлению ЭДС E_c и P_{c0} является той мощностью, которая отдается

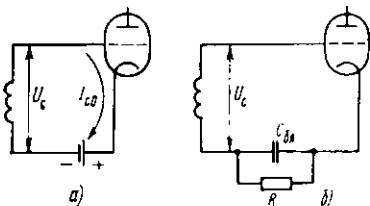


Рис. 2.17

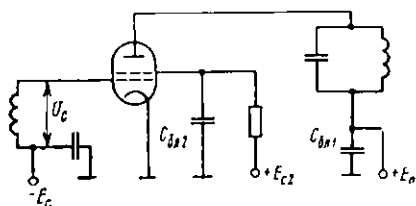


Рис. 2.18

источником смещения. В большинстве же случаев на сетку подается отрицательное смещение. При этом постоянная составляющая сеточного тока течет против ЭДС и мощность, определенная по формуле (2.39), является мощностью не отдаваемой, а потребляемой источником смещения. Если в качестве источника смещения используется аккумуляторная батарея, то она будет заряжаться, а не разряжаться. Таким образом, как правило, источник смещения является не источником, а потребителем энергии. Источником энергии является источник возбуждения, создающий ЭДС U_c . Если рассматривать промежуток сетка—катод как диод, то нетрудно видеть, что в схеме рис. 2.17 имеется как бы выпрямитель, содержащий источник переменного напряжения u_c и вентиль сетка—катод. Нагрузкой этого выпрямителя является источник смещения.

Поскольку источник смещения не отдает, а потребляет мощность, он может быть заменен резистором R , шунтированным емкостью $C_{дл}$ (рис. 2.17б). Такое смещение носит название автоматического. Для постоянства значения E_c должно быть выполнено условие $1/\omega C_{дл} \ll R$.

Автоматическое смещение обладает свойством поддерживать постоянство режима при изменении нагрузки. Например, при увеличении сопротивления нагрузки режим делается более перенапряженным, ток сетки возрастает, смещение $E_c = I_{c0}R$ также возрастает, а это приводит к меньшему росту тока анода и режим делается не столь перенапряженным, как в случае работы с неизменным смещением E_c .

При снятии возбуждения U_c сеточный ток пропадает и на сетке устанавливается смещение, равное нулю. При этом полезная мощность $P_1 = 0$ и на аноде лампы выделяется мощность $P_n = P_0 = E_n I_{a0}$. Эта мощность может оказаться выше допустимой, поэтому снятие возбуждения при автоматическом смещении опасно.

Мощность, потребляемая цепью сетки (отдаваемая возбудителем), может быть определена как

$$P_{c1} = 0,5 U_{c1} I_{c1} = 0,5 U_c I_{cm} \alpha_1. \quad (2.40)$$

Здесь I_{cm} — максимальное значение тока сетки; $\alpha_1 = I_{c1}/I_{cm}$ — коэффициент разложения импульса сеточного тока. Для недонапряженного режима α_1 можно найти по кривым рис. 2.10 для θ_c , определяемым по (2.38). Для критического и перенапряженного режимов необходимо в формулу (2.40) добавить поправочный коэффициент k_{c1} : $P_{c1} = 0,5k_{c1}\alpha_1 U_c I_{cm}$. Для критического режима $k_{c1} \approx k_{c0} \approx 0,6 \dots 0,8$.

Мощность, выделяемая на сетке,

$$P_c = P_{c1} - P_{c0}. \quad (2.41)$$

В этой формуле P_{c0} имеет знак «минус», так как смещение на сетке, как правило, отрицательно.

Учитывая, что в большинстве случаев $I_{c1}/I_{c0} \approx 1,8 \dots 2$, можно получить

$$P_{c1} - 0,5 U_c I_{c1} \approx U_c I_{c0}; \quad P_c = P_{c1} - P_{c0} = U_c I_{c0} (1 - E'_c/U_c).$$

Отметим, что мощность P_c не должна превосходить допустимого значения, указанного в паспорте лампы. У современных ламп полезная мощность очень часто ограничивается мощностью, рассеиваемой не на аноде, а на сетке.

2.5. Особенности работы генератора с внешним возбуждением на многоэлектродных лампах

Выше была рассмотрена работа лампового ГВВ на триоде. Однако триоды применяют сравнительно редко. В большинстве случаев используют тетроды и пентоды. Эти лампы отличаются наличием *второй (экранирующей) сетки между первой (управляющей) сеткой и анодом*. Эта сетка сильно ослабляет связь сеточной цепи с анодной через проходную емкость (анод—управляющая сетка) и тем самым повышает устойчивость работы лампы (уменьшает вероятность самовозбуждения) (см. гл. 5). Для выполнения этой функции экранирующая сетка должна быть заземлена по высокой частоте. Сетку заземляют через конденсатор большой емкости ($C_{бл2}$ на рис. 2.18) и подают на нее постоянное положительное напряжение E_{c2} .

Характеристики анодного тока тетрода ГУ-61Б, показанные на рис. 2.19, похожи на характеристики триода. Однако есть несколько особенностей. Как видно из рис. 2.19б, при неизменном значении напряжения на второй (экранирующей) сетке E_{c2} ток анода почти не зависит от напряжения на аноде. Из рис. 2.19а следует, что ток анода почти линейно изменяется в зависимости от напряжения на первой (управляющей) сетке. Идеализированная характеристика анодного тока (пунктир на рис. 2.19а) описывается уравнением

$$i_a = S(e_c - E'_c), \quad (2.42)$$

где S — крутизна анодно-сеточной характеристики лампы; E'_c — напряжение запираания, т. е. то напряжение на первой сетке, при

котором идеализированная характеристика анодного тока при данном напряжении на второй сетке E_{c2} пересекает ось абсцисс.

При других значениях E_{c2} величина E'_c будет другой ($E_c^{(1)}$) (рис. 2.19а). Смещение характеристик относительно друг друга определяется выражением

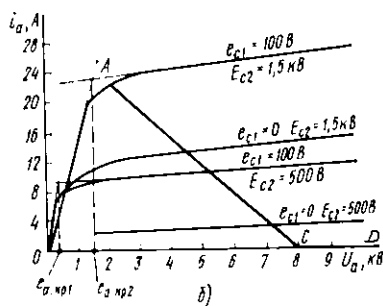
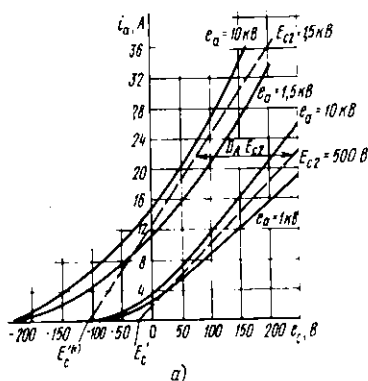


Рис. 2.19

$$E_c^{(1)} = E'_c - D [E_{c2}^{(1)} - E_{c2}], \quad (2.43)$$

где D — проницаемость первой сетки по второй.

Если обозначить $E_c^{(1)}$ при $E_{c2}^{(1)} = 0$ через E_{c0} , то из (2.43) получим $E'_c = E_{c0} + DE_{c2}$. Следовательно,

$$i_a = S [e_c + D (E_{c2} - E_{c0})] = S (e_c - E'_c). \quad (2.44)$$

Уравнение (2.44) справедливо только при большом анодном напряжении: $e_a > e_{a,кр}$ (рис. 2.19б). В этой области анодный ток почти не зависит от напряжения на аноде и кривые $i_a = f(e_a)$ идут почти параллельно оси абсцисс.

При неизменном E_{c2} и изменении e_a характеристики анодного тока, как и у триода, смещаются друг относительно друга на величину $\Delta i_a = S \Delta e_c$, а при неизменном e_a и различных значениях E_{c2} — на величину $\Delta i_a = S D \Delta E_{c2}$ (см. рис. 2.19б).

При уменьшении e_a в точке, где $e_a = e_{a,кр} = E_{c2}$, происходит резкий излом характеристики и она идет в начало координат. В этой области i_a не зависит от e_c и анодный ток может быть выражен, так же у триода, уравнением (2.27). Однако у тетрода $S_{кр} \approx i_{a,кр} / e_{a,кр} = S (e_c - E'_{c1}) / E_{c2}$. Объясняется такой ход характеристики той же причиной, что и для триода (напряжение на аноде становится меньше напряжения на сетке). Однако в тетроде эта сетка — вторая, и поэтому в области критического режима падает анодный ток и растет ток второй, а не первой сетки.

Характеристики тока второй сетки тетрода идентичны характеристикам сеточного тока триода (рис. 2.20а). При больших значениях e_a они почти линейны. При малых значениях e_a ток сетки быстро растет. Ток первой сетки почти не зависит от напряжений

на аноде и второй сетке и может быть описан уравнением $i_c = S_c e_c$, где S_c — крутизна характеристики сеточного тока.

При работе лампы на колебательный контур, как было показано выше, напряжения на аноде и первой (управляющей) сетке меняются согласно (2.28). Ток анода при этом изменяется в соответствии с (2.44):

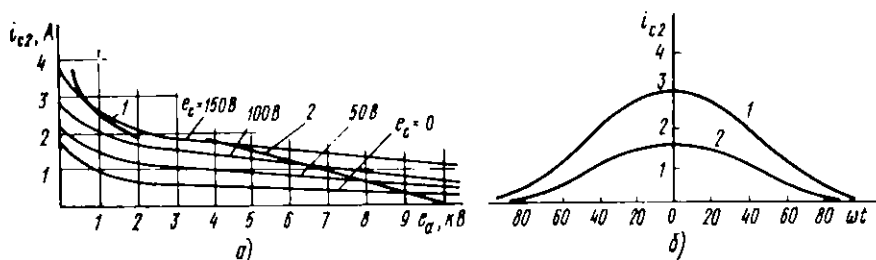


Рис. 2.20

$$i_a = S(e_c - E'_c) = S(E_c - E'_c + U_c \cos \omega t); \quad (2.45)$$

при $\omega t = 0$ $i_a = I_{am} = S(E_c - E'_c + U_c)$; при $\omega t = \pi$ $i_a = 0 = S(E_c - E'_c - U_c)$, откуда $E_c = -U_c \cos \theta + E'_c$, $\cos \theta = -(E_c - E'_c)/U_c$, $U_c = I_{am}/S(1 - \cos \theta)$.

Динамическая характеристика тетрода подобна динамической характеристике триода. Она начинается в точке A (см. рис. 2.19б), где $\omega t = 0$; $e_c = E_c - E'_c + U_c$; $e_a = E_a - U_a$; $i_a = I_{am}$. Далее она идет к оси абсцисс, встречается с ней в точке C ($e_a = E_a - U_a \cos \theta$), а затем идет по отрицательным абсциссам вправо до точки D , где $e_a = E_a + U_a$. При этом импульсы анодного тока по форме подобны импульсам триодного генератора (см. рис. 2.14). По аналогии с триодом можно сказать, что если точка A находится на изломе характеристики анодного тока, т. е. $e_{ост} = E_a - U_a = e_{a.кр} = E_{c2}$, то такой режим будет критическим. Если $e_{ост} > e_{a.кр} = E_{c2}$, то режим недонапряженный, а если $e_{ост} < e_{a.кр} = E_{c2}$, то режим перенапряженный. Однако в данном случае напряженность режима определяется напряжением на второй сетке, а не на первой.

При изменении напряжений на первой сетке и аноде согласно (2.28) и неизменном напряжении на второй сетке ($E_{c2} = \text{const}$) можно построить динамическую характеристику тока второй сетки, а по ней форму импульса тока (рис. 2.20а, б). Постоянная составляющая точка второй сетки I_{c02} может быть определена из равенства $I_{c02} = I_{c20}(\theta_{c2})k_{c0}$. Угол отсечки тока второй сетки θ_{c2} равен углу отсечки анодного тока, так как ток второй сетки начинается при том же напряжении, что и ток анода. Импульс тока второй сетки I_{c2m} определяется $e_a = e_{ост}$; $e_c = E_c + U_a$; $k_{c0} \approx 0,6$.

Мощность, подводимая от источника питания второй сетки, полностью рассеивается на этой сетке:

$$P_{c20} = E_{c20} I_{c20}. \quad (2.46)$$

Эта мощность не должна превышать допустимую.

Изменяя напряжение на второй сетке, можно изменять характер работы каскада. Так как $e_{a, \text{кр}} \approx E_{c2}$, то для получения критического режима в тетроде нужно иметь

$$\begin{aligned} e_{\text{ост}} &= E_a - U_a \approx E_{c2}; \quad U_a = E_a - E_{c2}; \\ \xi &= U_a/E_a = 1 - E_{c2}/E_a. \end{aligned} \quad (2.47)$$

Как известно, КПД каскада пропорционален ξ , и, следовательно, чем меньше E_{c2} , тем выше может быть КПД. Однако при малом E_{c2} для получения нужной величины импульса анодного тока I_{am} придется подавать на первую сетку большее положительное напряжение. При этом появится значительный сеточный ток и потребуются заметная мощность от возбудителя. При достаточно большом E_{c2} может оказаться, что нужная величина I_{am} получится при отрицательном значении $e_{c \text{ max}}$. В этом случае мощность возбуждения будет очень малой, а коэффициент усиления каскада по мощности — большим.

Генераторные пентоды отличаются от тетродов тем, что между анодом и второй сеткой помещается еще одна, третья сетка, на которую, как правило, подается нулевой потенциал. Наличие этой сетки уменьшает ток второй сетки при $e_a \approx E_{c2}$, и поэтому излом характеристики анодного тока получается при меньших значениях e_a ($e_{a, \text{кр}}$ становится меньше). Это позволяет иметь большие значения ξ и КПД.

2.6. Расчет лампового генератора с внешним возбуждением

Исходными данными для расчета являются полезная мощность и частота ω . По этим данным выбираются тип лампы и анодное напряжение. Как правило, расчет проводится для работы в критическом режиме.

Порядок расчета генератора на тетроде.

1. В соответствии с рекомендациями, приведенными в § 2.5, выбираем напряжение на второй сетке.
2. Находим напряжение на нагрузке $U_a = E_a - E_{c2}$.
3. Определяем $I_{a1} = 2P_1/U_a$.
4. Задаемся углом отсечки и по кривым рис. 2.9 и 2.10 находим α_1 и α_0 .
5. Определяем $I_{am} = I_{a1}/\alpha_1$ (проверяем допустимость этой величины: $I_{am} < I_e$, где I_e — ток эмиссии катода).
6. Определяем $I_{a0} = I_{am}\alpha_0$.
7. Находим подводимую мощность $P_0 = E_a I_{a0}$.
8. Определяем $P_a = P_0 - P_1$ (проверяем допустимость этой величины: $P_a < P_{a, \text{доп}}$).
9. Находим $R_0 = U_a/I_{a1}$.
10. Вычисляем $\eta = P_1/P_0$.
11. Определяем напряжение возбуждения $U_c = I_{am}/S(1 - \cos \theta)$.
12. Определяем напряжение смещения $E_c = -U_c \cos \theta + E'_{c0}$.
13. Вычисляем максимальное отрицательное напряжение на сетке $e_{c \text{ max}} = E_c - U_c$ (проверяем допустимость этой величины: $e_{c \text{ max}} < e_{c \text{ доп}}$).
14. Находим наибольшее положительное напряжение на сетке $e_c = E_c + U_c$. Проверяем непосредственно по характеристикам лампы величину импульса анодного тока. При $e_c = e_{c \text{ max}}$ и $e_a = e_{\text{ост}} = E_{c2}$ должно быть $i_a = I_{am}$.
15. Определяем по характеристикам лампы максимальное значение тока второй сетки $I_{c2 \text{ m}}$ для $e_{c \text{ max}}$ и $e_{\text{ост}}$.
16. Находим постоянную составляющую тока второй сетки $I_{c20} = k_{c0}\alpha_0 I_{c2 \text{ m}}$.

17. Определяем мощность, рассеиваемую на второй сетке: $P_{c20} = E_{c2} I_{c20}$ (проверяем допустимость этой величины: $P_{c20} < P_{c2\text{доп}}$).
18. Находим амплитуду тока первой сетки $I_{cm} = S_c (E_c + U_c)$.
19. Определяем постоянную составляющую тока первой сетки $I_{c0} = I_{cm} \alpha_0 (0_c) (\cos 0_c = -E_c/U_c)$.
20. Вычисляем мощность возбуждения $P_{c1} \approx U_c I_{c0}$.
21. Находим мощность, рассеиваемую на первой сетке: $P_c = P_{c1} - P_{c0} = P_{c1} - (E_c I_{c0})$ (проверяем допустимость этой величины: $P_c < P_{c\text{доп}}$).

Порядок расчета генератора на триоде в критическом режиме. Заданы P_1 и E_a .

1. Прежде всего необходимо найти $\xi_{кр}$. Для этого используем то обстоятельство, что $e_{a,кр}$ лежит на ЛКР и в верхней точке динамической характеристики условие $I_{am} = S_{кр} e_{ост} = S_{кр} e_{a,кр} = S_{кр} (E_a - U_{кр})$. Как известно, для критического режима $U_{a,кр} = E_a - e_{a,кр}$. Из уравнения $P_1 = I_{a1} U_a / 2 = 0,5 U_a I_{am} \alpha_1$ найдем $I_{am} = 2P_1 / \alpha_1 U_a$. Подставив это значение в формулу $I_{am} = S_{кр} e_{a,кр}$, получим $S_{кр} (E_a - U_{a,кр}) = P_1 / \alpha_1 U_{a,кр}$, откуда $\xi_{кр}^2 - \xi_{кр} + 2P_1 / \alpha_1 S_{кр} E_a^2 = 0$;

$$\xi_{кр} = 0,5 (1 \pm \sqrt{1 - 8 P_1 / \alpha_1 S_{кр} E_a^2}). \quad (2.48)$$

Для получения высокого КПД нужно брать знак «+».

2. Находим $U_a = E_a \xi_{кр}$.
3. Определяем $I_{a1} = 2P_1 / U_a$.
4. Задаваясь θ , находим α_0 и α_1 (см. рис. 2.11).
5. Вычисляем $I_{a0} = I_{am} \alpha_0 = I_{a1} \alpha_0 / \alpha_1$.
6. Находим $P_0 = E_a I_{a0}$.
7. Определяем $P_a = P_0 - P_1$ (проверяем допустимость этой величины: $P_a < P_{a\text{доп}}$).
8. Находим $\eta = P_1 / P_0$.
9. Определяем $R_a = U_a / I_{a1}$.
10. $U_c = I_{am} / S (1 - \cos \theta) + D U_a$.
11. $E_c = -(U_c - D U_a) \cos \theta + E' c$.
12. $e_{стmax} = E_c - U_c$ (проверка на допустимость этой величины: $|e_{стmax}| < e_{c\text{доп}}$).
13. $e_{стmax} = E_c + U_c$ (проверка на допустимость этой величины: при $e_c = e_{стmax}$ и $e_a = e_{ост}$ $i_a = I_{am}$).
14. По характеристике сеточного тока находим максимум сеточного тока I_{cm} (при $e_c = e_{стmax}$, $e_a = e_{ост}$).
15. $I_{c0} = I_{cm} k_{c0} \alpha_0 \theta_c (\cos \theta_c = E_c / U_c)$.
16. $P_{c1} \approx U_0 I_{cm} k_{c1} \alpha_1$.
17. $P_c = P_{c1} - P_{c0}$ (проверка на допустимость: $P_c < P_{c\text{доп}}$).

Расчет генератора в недонапряженном режиме. В этом случае кроме P_1 и E_a должно быть задано U_a или R_a . Если задано R_a , то сначала находят $U_a = \sqrt{2P_1 / R_a}$. Зная U_a , E_a , P_1 , расчет можно провести, как указано выше.

Расчет генератора в очень слабо перенапряженном режиме (близком к критическому) можно провести, используя тот факт, что критический режим реально соответствует некоторой области изменений U_a . Можно получить зависимость U_a от R_a в области критического и слабо перенапряженного режимов $[(0,95 \dots 1,05) \xi_{кр}]$, исходя из того, что для критического режима $U_a = E_a - e_{ост} = E_a - I_{am} / S_{кр}$.

Принимая во внимание, что $I_{a1} = I_{am} \alpha_1$ и $I_{a1} = U_a / R_a$, получим

$$U_a = E_a (1 + 1 / S_{кр} \alpha R_a) = E_a R_a / (R_a + 1 / S_{кр} \alpha_1). \quad (2.49)$$

Это уравнение для напряжения на сопротивлении нагрузки такое же, какое получается для генератора, имеющего ЭДС E_a и внутреннее сопротивление $1 / \alpha_1 S_{кр}$.

Таким образом, при работе в области слабо перенапряженного режима ламповый усилитель может быть представлен в виде эквивалентного генератора переменного напряжения с амплитудой E_a и внутренним сопротивлением $1 / \alpha_1 S_{кр}$. Следовательно, рассчитав ламповый усилитель для работы в критическом режиме, можно определить для небольших изменений R_a переменное напряжение на аноде по (2.49) и мощность P_1 .

При большом значении ξ (близком к 1) анодный ток приобретает сложную форму (рис. 2.21б, а также рис. 2.14, кривые 4 и 5).

Если заданы E_a , U_a , U_c и E_c , то могут быть построены динамическая характеристика и импульс анодного тока (рис. 2.21 а, б).

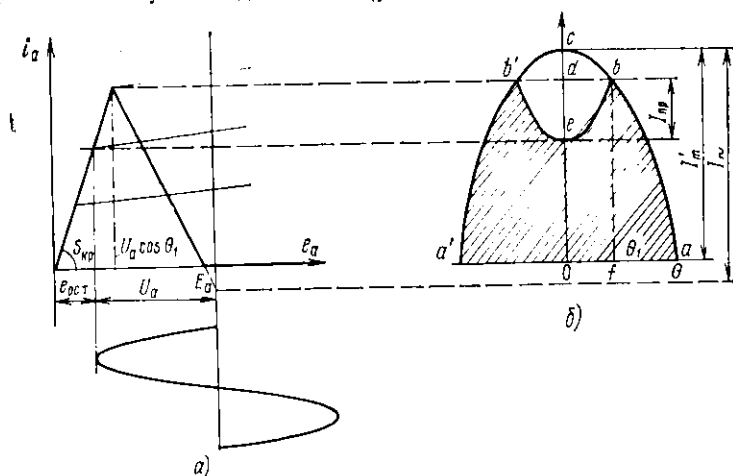


Рис. 2.21

Для нахождения параметров генератора необходимо найти I_{a0} , I_{a1} . Как известно, $I_{a0} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\theta}^{+\theta} i_a d\omega t$. Интеграл представляет собой площадь, ограниченную

кривой анодного тока (кривой $abeb'a'$ на рис. 2.21б). Ее можно представить как площадь S_1 , ограниченную косинусоидой $abcb'a'$, из которой вычитаются площади S_2 и S_3 , ограниченные соответственно отрезком косинусоиды $bcb'db$ и косинусоидой $bcb'db$ (рис. 2.21б).

Площадь первого импульса S_1 , характеризующая постоянную составляющую анодного тока в случае импульса без провала, определяется как $I'_{a0} = I_m \gamma_0(\theta)$. Аналогично определяется площадь второго импульса S_2 : $I''_{a0} = I_m \gamma_0(\theta_1)$, где θ_1 — значение ωt , при котором начинается «провал» анодного тока (рис. 2.21б). Площадь «провала» S_3 определяется несколько более сложно. Рассматривая этот импульс как усеченную косинусоиду с амплитудой $I_{пр}$ и углом отсечки θ_1 , можно определить его площадь как $I'''_{a0} = I_{пр} \alpha_0(\theta_1) = I_{пр} \gamma_0(\theta_1) / (1 - \cos \theta_1)$.

Значение тока провала может быть определено из рис. 2.21а: $I_{пр} = S_{кр} U_a (1 - \cos \theta_1)$. Следовательно,

$$I_{a0} = I_m \gamma_0(\theta) - I_m \gamma_0(\theta_1) - S_{кр} U_a (1 - \cos \theta_1) \alpha_0(\theta_1) = I_m \gamma_0(\theta) - (I_m + S_{кр} U_a) \gamma_0(\theta_1).$$

Для нахождения I_{a0} необходимо знать кроме θ и угол θ_1 . Он находится из условия, что при $\omega t = \theta_1$

$$e_a = E_a - U_a \cos \theta_1; i_a = I_m (\cos \omega t - \cos \theta) = I_m (\cos \theta_1 - \cos \theta).$$

С другой стороны, этот же ток может быть найден из условия, что он лежит на ЛКР и определяется уравнением $i_a = S_{кр}(E_a - U_a \cos \theta_1)$. Из этих уравнений

$$\cos \theta_1 = (S_{кр} E_a / I_m + \cos \theta) : (\xi S_{кр} E_a / I_m + 1).$$

Таким же точно образом можно найти и амплитуду тока первой гармоники I_{a1} , используя коэффициент γ_1 вместо γ_0 . Так как значения E_a и U_a известны, то дальнейший расчет всех параметров режима не представляет затруднений.

2.7. Особенности работы лампового генератора с внешним возбуждением в схеме с общей сеткой

На высоких частотах триоды по схеме с общим катодом работают очень неустойчиво из-за наличия обратной связи через проходную емкость. Поэтому в триодных ГВВ применяют схему

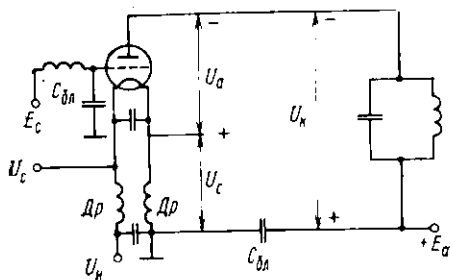


Рис. 2.22

с общей (заземленной) сеткой, работающую устойчиво вплоть до самых высоких частот (см. гл. 5). С точки зрения энергетической схема с общей сеткой обладает некоторыми особенностями. В этой схеме (рис. 2.22) сетка заземляется через $C_{бл1}$ по высокой частоте и возбуждение подается между катодом и «землей». Так как источник тока накала фактически заземлен по высокой частоте, то ток

накала приходится подводить к катоду через дроссели D . Анодный контур включается между анодом и «землей» через конденсатор $C_{бл}$. Как видно из рис. 2.22, напряжение на контуре (U_k) больше, чем напряжение между анодом и катодом U_a , так как к последнему прибавляется напряжение возбуждения U_c :

$$U_k = U_a + U_c. \quad (2.50)$$

Так как через нагрузку протекает анодный ток I_{a1} , то мощность, выделяющаяся в нагрузке,

$$P_k = U_k I_{a1}/2 = U_a I_{a1}/2 + U_c I_{a1}/2. \quad (2.51)$$

Эта мощность больше мощности P_l , отдаваемой лампой, на величину «проходной мощности»

$$P_{\text{прох}} = U_c I_{a1}/2, \quad (2.52)$$

которая непосредственно поступает от предыдущего каскада.

Таким образом, в схеме с общей сеткой от предыдущего каскада требуется мощность большая, чем в схеме с общим катодом, на величину $P_{\text{прох}}$. Мощность, на которую должен быть рассчитан предыдущий каскад,

$$P_{\text{возб}} = P_{\text{прох}} + I_{a1} U_c/2. \quad (2.53)$$

Сопротивление нагрузки в схеме с общей сеткой должно быть больше, чем в схеме с общим катодом:

$$R_z = U_k/I_{a1} = (U_a + U_c) I_{a1}. \quad (2.54)$$

Если КПД лампы в схеме с общей сеткой определять как отношение мощности, выделяемой в нагрузке, к мощности, подводимой от источника, то он может оказаться больше единицы, так как мощность, выделяемая в нагрузке, состоит из мощности P_1 , отдаваемой непосредственно лампой, и проходной мощности, отдаваемой предыдущим каскадом. В схеме с общей сеткой КПД генератора необходимо определять как отношение P_1/P_0 . При расчете ГВВ и выборе ламп для схемы с общей сеткой целесообразно учитывать, что для современных ламп мощность, выделяемая в нагрузке, получается за счет $P_{\text{прох}}$ на 5...10% больше номинальной.

2.8. Влияние нагрузки и напряжения питания на работу генератора с внешним возбуждением

Ранее вопрос о влиянии R_z на работу ГВВ уже рассматривался (см. § 2.3). Рассмотрим его более подробно. На рис. 2.23а изображены кривые токов и напряжений, а на рис. 2.23б — кри-

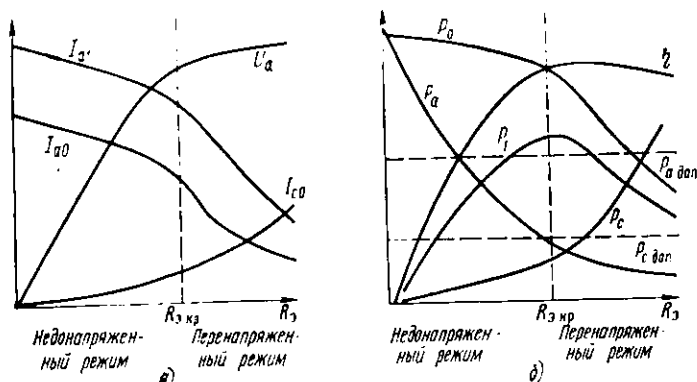


Рис. 2.23

вые мощностей лампового ГВВ в зависимости от сопротивления нагрузки R_z при неизменных значениях E_a , E_c и U_c . Эти зависимости носят название нагрузочных характеристик.

При $R_z=0$ (короткое замыкание) $U_a=0$, токи I_{a1} , I_{a0} максимальны, P_0 также максимально, $P_1=0$, $e_{\text{ост}}=E_a$. При этом режим сильно недонапряженный, ток сетки мал. Такой режим опасен, поскольку мощность P_a , рассеиваемая на аноде, велика. Как правило, для этого случая $P_a > P_{a \text{ доп}}$.

С увеличением R_z растет U_a , а $e_{\text{ост}}$ падает. Режим, оставаясь недонапряженным, приближается к критическому. Токи анода (I_{a1} , I_{a0}) уменьшаются с увеличением R_z медленно. Подводимая мощность P_0 остается почти неизменной, а P_1 растет пропорционально R_z . Поэтому мощность, рассеиваемая на аноде, P_a , падает (рис. 2.23б). Ток I_{c0} (I_{c20} у тетродов) и мощность P_c , рассеиваемая на сетке, малы.

При достижении критического режима (при $R_3 = R_{3, \text{кр}}$) сеточный ток I_{c0} достигает значений $(0,2 \dots 0,3)I_{a0}$, а для тетрода $I_{c20} = (0,1 \dots 0,3)I_{a0}$. Мощность P_1 достигает своего максимального значения.

При дальнейшем увеличении R_3 режим делается перенапряженным. В импульсе анодного тока появляется провал. Напряжение U_a с увеличением R_3 почти не растет и $P_1 = U_a^2 / 2R_3$ начинает падать. Уменьшаются токи I_{a1} , I_{a0} . Ток сетки начинает быстро расти (см. рис. 2.23а). Появляется опасность перегрева сетки, так как $P_c > P_{c, \text{доп}}$ (см. рис. 2.23б). Коэффициент полезного действия в этой области высок.

На использовании сильной зависимости I_{a0} и I_{c0} от R_3 основан метод настройки анодного контура в резонанс. Как уже было показано выше, сопротивление параллельного контура, который обычно является нагрузкой, очень сильно меняется вблизи резонансной частоты. При сильно расстроенном контуре его сопротивление мало. При резонансе оно сильно возрастает (примерно в Q раз). Поэтому если на сетку ГВВ подается возбуждение, а анодный контур при этом расстроен (Z_3 мало), то режим лампы будет недонапряженным. Ток I_{c0} будет мал по сравнению с I_{a0} . При приближении к резонансу Z_3 возрастает и режим приближается к перенапряженному. Анодный ток уменьшается, а сеточный (у тетродов — ток второй сетки) — увеличивается (рис. 2.24). Чем выше Q контура, тем острее и глубже провал анодно-

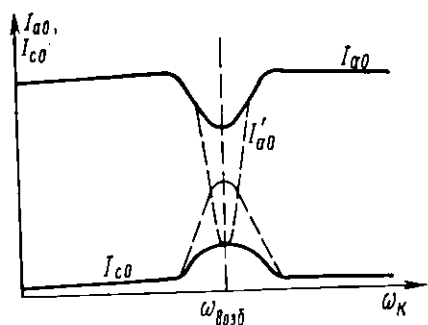


Рис. 2.24

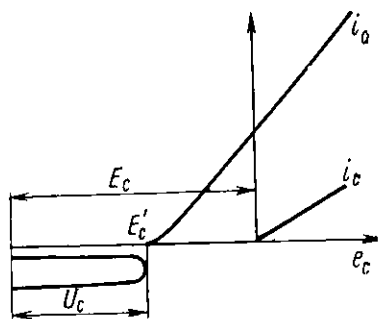


Рис. 2.25

го и выброс сеточного токов (на рис. 2.24 показаны пунктиром).

Теперь рассмотрим влияние напряжения возбуждения U_c на работу усилителя. При этом будем считать неизменными смещение E_c , анодное напряжение E_a и сопротивление нагрузки R_3 . При малых значениях U_c , пока $E_c + U_c < E'_c$ (рис. 2.25), анодного и сеточного токов не будет: $I_{a1} = I_{a0} = 0$. При увеличении U_c появится анодный ток (I_{a1} , I_{a0}). Он растет почти линейно в зависимости от U_c (рис. 2.26а). U_a мало, и режим недонапряженный. Сеточный ток мал. Мощность P_0 растет линейно, а P_1 — пропорционально квадрату U_c (рис. 2.26б). Поэтому КПД растет с увели-

чением U_c . Мощность P_a сначала мала, так как мала P_0 . При увеличении U_c P_a возрастает. Однако при приближении к критическому режиму η делается большим, хотя P_0 велико, P_a уменьшается. При этих значениях U_c опасным является перегрев анода ($P_a > P_{a, \text{доп}}$). При U_c , соответствующем критическому режиму, P_1 и U_a достигают почти максимального значения.

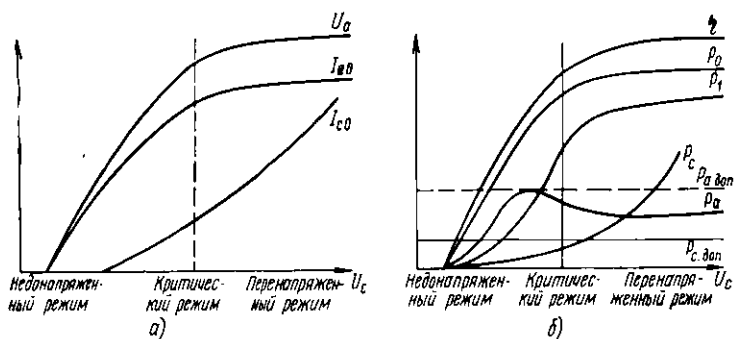


Рис. 2.26

При дальнейшем увеличении U_c режим делается перенапряженным, I_{a1} , I_{a0} , U_a , η , P_1 , P_0 почти не растут. Сеточный ток I_{c0} (I_{c20}) начинает сильно расти. Увеличивается и P_c . Эта мощность определяет предельное значение U_c ($P_c > P_{c, \text{доп}}$).

Отметим, что если выбрать угол отсечки $\theta = 90^\circ$ ($E_c = E'_c$), то при изменении U_c угол отсечки меняться не будет, характеристика $I_{a1} = f(U_c)$ оказывается линейной и проходит через начало координат. Такой режим используется в каскадах усиления модулированных колебаний (см. гл. 6).

Рассмотрим теперь влияние E_c на работу генератора. При изменении напряжения смещения E_c (начиная от больших отрицательных значений) анодный и сеточный токи будут отсутствовать до тех пор, пока $E_c + U_c$ не делается больше E'_c (см. рис. 2.25). При уменьшении $|E_c|$ появляется анодный ток. Амплитуда тока и угол отсечки малы. При этом U_a также мало, режим — недонапряженный (рис. 2.27a). Сеточный ток сначала отсутствует, потом появляется малый ток сетки. При дальнейшем уменьшении $|E_c|$ токи I_{a0} , I_{c0} растут почти линейно. Режим приближается к критическому. Мощности P_0 и P_1 также растут (рис. 2.27б), но P_0 изменяется линейно, а P_1 — по квадратичному закону, поэтому η увеличивается. P_a , как и в случае изменения U_c , сначала растет, достигает максимума, а затем падает. Опасным является перегрев анода ($P_a > P_{a, \text{доп}}$). При критическом режиме η достигает максимального значения.

При малых значениях $|E_c|$ режим становится перенапряженным. Токи I_{a1} и I_{a0} и напряжение U_a почти не растут, а I_{c0} сильно увеличивается. Мощности P_0 , P_1 и P_a мало меняются, но P_c быстро растет и кладет предел уменьшению $|E_c|$.

Почти линейная зависимость $I_{a1}=f(E_c)$ используется в передатчиках для амплитудной модуляции (модуляция смещением) (см. гл. 6).

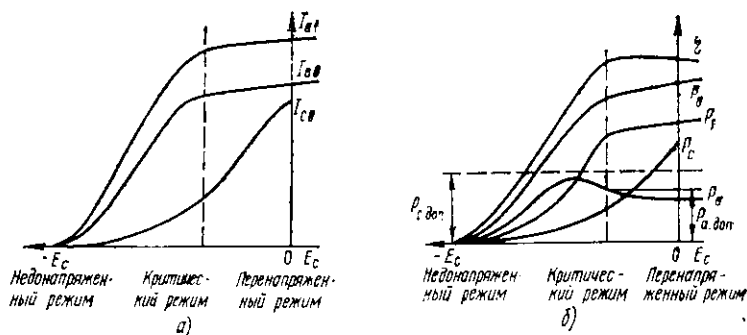


Рис. 2.27

Влияние E_a на работу ГВВ будем рассматривать при условии, что R_a , E_c , U_c , а следовательно, $e_{c \max}$ остаются неизменными. При $E_a=0$ режим сильно перенапряженный. Анодный ток отсутствует ($I_{a1}=I_{a0}=0$), а следовательно, $e_{ост}=0$. Весь ток катода идет на сетку, I_{c0} очень велик (рис. 2.28a). Мощность, рассеиваемая

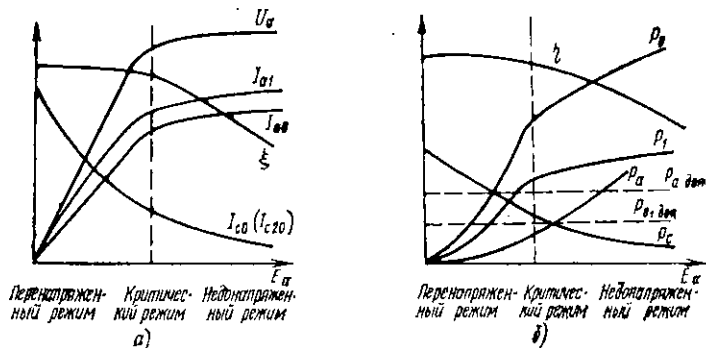


Рис. 2.28

ваемая на сетке (P_c), очень велика, много больше допустимой (рис. 2.28б). При подаче E_a появляются анодный ток и U_a , но режим остается перенапряженным. I_{a1} , I_{a0} , U_a и $e_{ост}$ растут приблизительно пропорционально E_a , т. е. $\xi \approx \text{const}$ (рис. 2.28a). Сеточный ток I_{c0} уменьшается. Мощности P_1 , P_0 и P_a растут пропорционально квадрату E_a . Ток сетки I_{c0} и мощность, рассеиваемая на ней, P_c , уменьшаются (рис. 2.28б).

Так как $e_{ост}$ растет при увеличении E_a , то режим от перенапряженного стремится к критическому. При некотором E_a режим становится критическим. При большем E_a напряжение $e_{ост}$ становится больше $e_{a,кр}$, а режим — недонапряженным. При этом анод-

ный ток (I_{a1} , I_{a0}) почти перестает расти. Рост его теперь определяется наклоном статической характеристики при $e_c = e_{c \max}$ в области больших E_a . Следовательно, U_a не растет, а так как E_a увеличивается, то η и ξ уменьшаются. Режим делается все более недонапряженным. Мощность P_0 продолжает расти (так как растет E_a), но уже линейно, а не по квадратичному закону. При этом P_1 практически не увеличивается, так как $U_a = \text{const}$. P_a быстро растёт, и это кладет предел повышению E_a (при этом $P_a > P_{a, \text{доп}}$) (рис. 2.28б).

На использовании линейной зависимости $I_{a1} = f(E_a)$ в области перенапряженного режима основан метод анодной модуляции на анод (подробнее см. гл. 6).

При изменении напряжения на второй сетке тетрода происходит изменение напряжения запирающего E'_{c2} , и поэтому изменение E_{c2} влияет на ток (при неизменных U_c , E_c) так же, как и изменение напряжения смещения E_c . При увеличении E_{c2} растут I_{a1} , I_{a0} и угол отсечки, режим становится более перенапряженным так же, как при уменьшении отрицательного смещения E_c (см. рис. 2.27а, б). При уменьшении E_a токи падают, режим становится более недонапряженным, как и при увеличении отрицательного напряжения смещения E_c .

2.9. Использование высших гармоник для повышения КПД

При работе лампы с отсечкой в анодной цепи, как уже указывалось, помимо тока первой гармоники существуют токи высших гармоник, имеющих частоты 2ω , 3ω , ... Для этих гармоник анодный контур, настроенный на частоту ω , представляет почти короткое замыкание, и поэтому падение напряжения на нем, обусловленное токами высших гармоник, почти равно нулю. Однако можно использовать напряжение этих гармоник для увеличения мощности и КПД генератора по первой гармонике. Это может быть сделано следующим образом [23].

В основном цепь лампы кроме основного контура, настроенного на частоту ω , включается дополнительный контур, настроенный на частоту $k\omega$ (рис. 2.29). Если обеспечить такую фазу напряжения на дополнительном контуре, чтобы при $\omega t = 0$ падение напряжения на нем было противоположно по знаку падению напряжения на основном контуре, то тогда суммарное напряжение на нагрузке в этот момент будет меньше, а напряжение на аноде лампы — больше, чем при отсутствии второго контура (напряженность режима уменьшится).

Напряжение на аноде в этом случае для $k=3$ может быть выражено (рис. 2.30) уравнением

$$\begin{aligned} e_a &= E_a - U_{a1} \cos \omega t + U_{a3} \cos 3\omega t = \\ &= E_a - U_{a1} (\cos \omega t - a_3 \cos 3\omega t), \end{aligned} \quad (2.55)$$

$$\text{где } a_3 = U_{a3}/U_{a1}. \quad (2.56)$$

В точке $\omega t = 0$ $e_a = E_a - U_{a1} + U_{a3}$.

Как видно из рис. 2.30, в этом случае при критическом режиме по суммарному напряжению U_a получаем $e_{\text{ост}} = e_{a, \text{кр}}$, $\xi = \xi_{\text{кр}}$. По первой гармонике $U_{a1} > E_a$ и $\xi > 1$. При этом КПД, очевидно, будет выше, чем без дополнительного контура. При оптимальном значении $a_3 = 0,2$ происходит повышение ξ_1 до значения порядка 1,15...1,2. Для получения оптимального значения $a_3 = 0,2$ должно выполняться соотношение токов $I_{a3}/I_{a1} = 0,2 R_{a1}/R_{a3}$. Чтобы не очень сильно искажалась форма тока, целесообразно иметь малое отношение I_{a3}/I_{a1} , порядка 0,04...0,05.

Для получения формы импульса анодного тока, обеспечивающей нужную фазу третьей гармоники, существует несколько способов.

1. Как видно из рис. 2.10, у импульса косинусоидальной формы коэффициент третьей гармоники (a_3) отрицателен и имеет максимум при $\theta = 120^\circ$. Это значит, что при $\omega t = 0$ его фаза противоположна фазе первой гармоники.

2. При работе лампы в перенапряженном режиме при любом угле отсечки, как указывалось, в импульсе анодного тока появляется провал (см. рис. 2.21). Анализ такого импульса показывает, что он содержит при $\omega t = 0$ третью гармонику в фазе, противоположной фазе первой, поэтому если в анодную цепь генератора, работающего в перенапряженном режиме, включить контур, настроен-

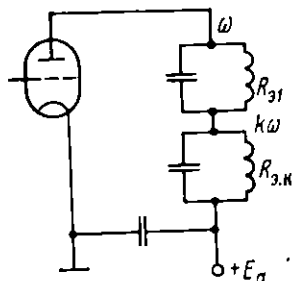


Рис. 2.29

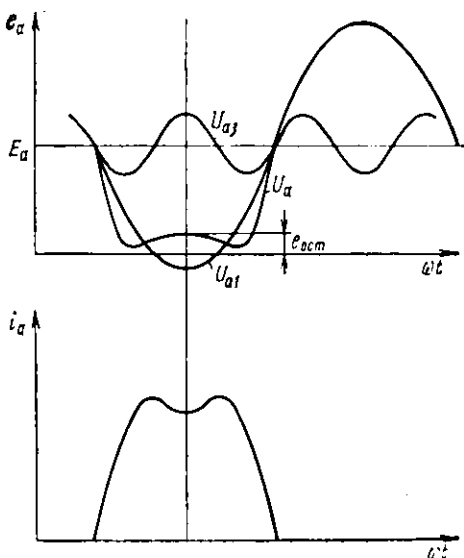


Рис. 2.30

ный на третью гармонику, то на нем появится падение напряжения (отрицательное) и напряжение первой гармоники может быть увеличено, а следовательно, повысится полезная мощность и КПД.

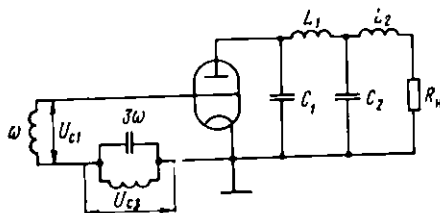


Рис. 2.31

3. Если у генератора, имеющего косинусоидальные импульсы, основной контур (с частотой ω) расстроить, например, влево от резонансной частоты, а добавочный контур (с частотой 3ω) — вправо от резонансной частоты, то можно получить нужный сдвиг фаз между напряжениями U_{a1} и U_{a3} и повысить КПД.

4. Если в цепь сетки генератора включить контур, настроенный на частоту 3ω (рис. 2.31), то на нем появится падение напряжения $u_{c3} =$

$= U_{c3} \cos 3\omega t$ и полное напряжение будет равно

$$u_c = U_{c1} \cos \omega t - U_{c3} \cos 3\omega t = U_{c1} \cos \omega t -$$

$$- I_{c3} R_{33} \cos 3\omega t.$$

(2.57)

Под действием такого напряжения возбуждения в импульсе анодного тока фаза третьей гармоники будет противоположной фазе первой гармоники при $\omega t = 0$.

Для повышения устойчивости работы передатчика целесообразно на сетку выходного каскада подавать возбуждение, уже сформированное в предыдущих каскадах в виде нужного импульса.

Для удобства настройки контуры, настроенные на частоты ω и 3ω , объединяют в один сложный контур (см. рис. 2.31). Такой контур при правильном подборе параметров имеет две частоты резонанса, ω и 3ω . Ввиду сложности настройки двух контуров и наличия паразитных емкостей этот способ повышения КПД применим только для передатчиков, работающих в диапазонах длинных и средних волн на фиксированной частоте.

2.10. Генераторный транзистор

Ранее уже указывалось, что в последние годы в технике радиопередающих устройств стали широко использоваться транзисторы. Транзисторы по своим свойствам существенно отличаются от ламп, а транзисторы, используемые в мощных генераторах, зачастую значительно отличаются по своей конструкции от транзисторов, применяемых в маломощных устройствах. Обсудим эти вопросы подробнее.

В теории транзисторов рассматривается упрощенная модель биполярного транзистора, представляющего собой совокупность двух p - n -переходов (эмиттерного и коллекторного) с общей тонкой базовой областью. Такой транзистор считается «идеальным», поскольку в нем не учитываются паразитные сопротивления, емкости и индуктивности, неизбежные в реальных конструкциях.

На рис. 2.32а схематически показан идеальный транзистор типа n - p - n . Стрелками указаны положительные направления напряжений $v_{\text{э}}$ и $v_{\text{к}}$, открывающих его переходы, и условные положительные направления токов. В дальнейшем токи идеального тран-

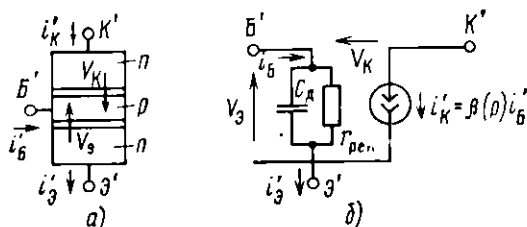


Рис. 2.32

зистора будут обозначаться пометкой «штрих». Для p - n - p -транзисторов направления стрелок следует изменить на обратные.

В зависимости от полярности напряжений на переходах ($v_{\text{э}}$ и $v_{\text{к}}$) рассматривают четыре состояния идеального транзистора.

1. *Активное состояние*: эмиттерный переход открыт ($v_{\text{э}} > 0$), коллекторный переход закрыт, т. е. смещен в обратном направлении ($v_{\text{к}} < 0$).

2. *Состояние отсечки*: эмиттерный и коллекторный переходы закрыты ($v_{\text{э}} < 0$; $v_{\text{к}} < 0$).

3. *Состояние насыщения*: эмиттерный и коллекторный переходы открыты ($v_{\text{э}} > 0$; $v_{\text{к}} > 0$).

4. *Инверсное состояние*: эмиттерный переход закрыт, коллекторный переход открыт ($v_{\text{э}} < 0$; $v_{\text{к}} > 0$).

Транзистор, как и лампа, представляет собой четырехполюсник с общим выводом для входной и выходной цепей. В транзисторных генераторах с внешним возбуждением используется включение по схеме с *общим эмиттером* (ОЭ) или с *общей базой* (ОБ), подобно тому как в ламповых генераторах используется схема с общим катодом или с общей сеткой.

Эквивалентная схема идеального транзистора в активном состоянии при включении по схеме с ОЭ представлена на рис. 2.32б. Свойства эмиттерного перехода здесь отображаются двумя нелинейными элементами: диффузионной емкостью C_d и сопротивлением рекомбинации $r_{рек}$. Диффузионная емкость C_d учитывает способность транзистора накапливать заряд в базе q_B ($C_d = dq_B/dv_э$), а сопротивление $r_{рек}$ учитывает рекомбинацию этого заряда с постоянной времени $\tau_B = C_d r_{рек}$. Эмиттерный ток $i'_э$, как известно, экспоненциально зависит от напряжения на эмиттерном переходе:

$$i'_э = I_s \exp(\lambda v_э), \quad (2.58)$$

где I_s — неуправляемый ток эмиттерного перехода; $1/\lambda = q_e/kT \approx 0,03$ В; q_e — заряд электрона; k — постоянная Больцмана; T — абсолютная температура.

Свойства транзистора как усилителя тока в эквивалентной схеме, приведенной на рис. 2.32б, отражаются генератором тока $i'_к$. Значение тока зависит от тока базы $i'_б$:

$$i'_к = \beta(p) i'_б = \beta_0 i'_б / (1 + p \tau_B), \quad (2.59)$$

где $\beta(p)$ — линейный дифференциальный оператор от p ($p = d/dt$); $\beta_0 = \tau_B/\tau_T$ — статический коэффициент усиления по току в схеме с ОЭ; τ_T — параметр, определяемый конструкцией транзистора, главным образом, толщиной его базы; τ_B — параметр, определяющий частотные свойства транзистора. Величины τ_B и τ_T в грубом приближении считают мало зависящими от уровня токов транзистора.

В частном случае, при возбуждении транзистора с ОЭ гармоническим базовым током при описании свойств транзистора можно перейти от операторного уравнения (2.59) к следующему соотношению для комплексных амплитуд:

$$\begin{aligned} \beta = i'_к / i'_б &= \beta_0 / (1 + i \omega \tau_B) = \beta_0 / (1 + i \omega / \omega_B); \\ \varphi_\beta &= -\arctg \omega \tau_B. \end{aligned} \quad (2.60)$$

Здесь $i'_к$ и $i'_б$ — комплексные амплитуды коллекторного и базового токов. Зависимости модуля $|\beta|$ и фазы φ_β от частоты приведены на рис. 2.33. Отметим, что на частоте $\omega = \omega_B = 1/\tau_B$ имеем $|\beta|/\beta_0 = 1/\sqrt{2}$, а на частоте $\omega = \omega_T = 1/\tau_T$ $|\beta| = 1$ (см. график на рис. 2.33). Условно здесь диапазон рабочих частот транзистора разделяют на три поддиапазона:

а) «низкие» частоты, $\omega < 0,3\omega_\beta = 0,3\omega_T/\beta_0$, где можно считать

$$\beta = \beta_0; \quad (2.61)$$

б) «средние» частоты, $0,3\omega_\beta < \omega < 3\omega_\beta$;

в) «высокие» частоты, $\omega > 3\omega_\beta$, где можно считать

$$\beta = -i\omega_T/\omega = -i\beta_0\omega_\beta/\omega. \quad (2.62)$$

Эквивалентная схема реального транзистора в активном состоянии, приведенная на рис. 2.34, отличается от схемы идеального тем, что в ней учтены барьерные емкости переходов эмитте-

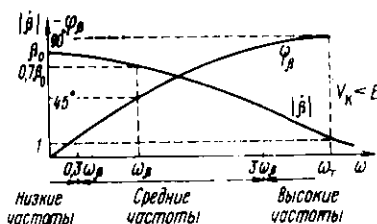


Рис. 2.33

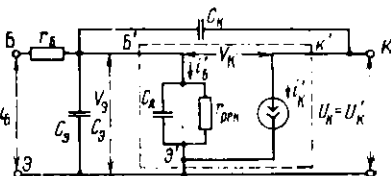


Рис. 2.34

ра C_β и коллектора C_k , а также сопротивление материала базы r_b . Наличие этого сопротивления определяет различие между напряжением на входе u_b и напряжением на эмиттерном переходе u_β транзистора.

Для транзисторов, работающих в генераторных режимах с токами i'_β , на несколько порядков превышающими ток I_β , т. е. при $\lambda v_\beta > 3 \dots 4$, возможно введение упрощенной модели эмиттерного перехода. В силу экспоненциального характера зависимости (2.58) большие изменения тока i'_β требуют очень малого изменения напряжения на эмиттерном переходе v_β , благодаря чему это напряжение может быть принято за некоторую постоянную величину, называемую *напряжением отсечки E'* . Для германиевых приборов $E' = 0,2$ В, для кремниевых $E' = 0,7$ В. Это обстоятельство позволяет представить эквивалентную схему эмиттерного перехода идеального транзистора (между точками B' , $\mathcal{E}'$) в виде ЭДС E' , подключаемой в этих точках с помощью ключа K_β (рис. 2.35). Ключ K_β замыкается лишь на время протекания коллекторного тока и размыкается при его прекращении. Таким образом,

$$v_\beta = E' \text{ при } i_k > 0; \quad v_\beta < E' \text{ при } i_k = 0. \quad (2.63)$$

Подобная же эквивалентная схема с ключом K_k и источником E' может быть использована для представления нелинейных свойств коллекторного перехода в режимах, когда напряжение на коллекторном переходе изменяет свою полярность (см. рис. 2.35). При открытом коллекторном переходе оказывается существенным сопротивление материала коллектора, которое на схеме рис. 2.35 представлено резистором r_k .

Мощный генераторный транзистор имеет ряд особенностей конструкции по сравнению с маломощным. Соответственно несколько иначе выглядит его эквивалентная схема (рис. 2.36). Прежде всего, мощный генераторный транзистор представляет собой

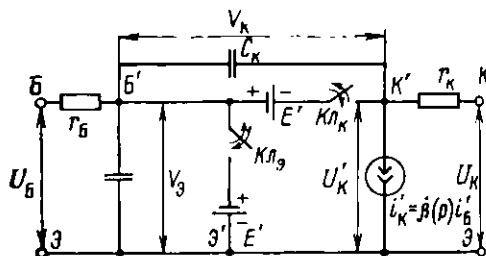


Рис. 2.35

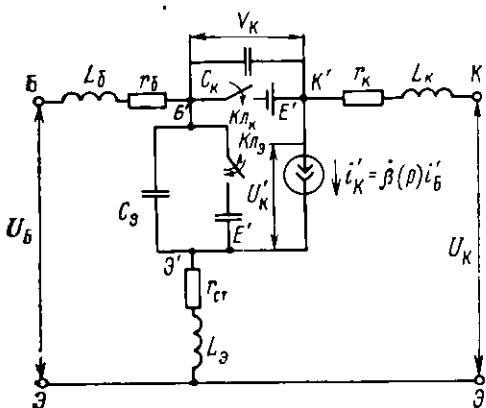


Рис. 2.36

структуру, составленную из большого числа (10...100) параллельно включенных маломощных транзисторов. В цепи эмиттера каждого элементарного транзистора установлен стабилизирующий резистор $r'_{ст}$, обеспечивающий равномерное распределение тока между элементарными транзисторами. В эквивалентной схеме рис. 2.36 эти резисторы представлены одним эквивалентным резистором $r_{ст}$. На высоких частотах необходимо учитывать индуктивности выводов транзистора L_3 , L_6 и L_K , как показано на схеме рис. 2.36.

Следует подчеркнуть приближенный характер адекватности свойств транзистора и его эквивалентной схемы на рис. 2.36: схема справедлива лишь в области частот $\omega < 0,5\omega_T$ и, кроме того, параметры транзистора C_K , β_0 , ω_T , C_3 несколько изменяются при вариации в

широких пределах токов и напряжений.

Приведенная эквивалентная схема транзистора позволяет построить теорию транзисторного генератора как на низких, так и на высоких частотах без использования статических характеристик.

При необходимости из этой эквивалентной схемы нетрудно получить в рамках принятой аппроксимации статические характеристики идеального и реального генераторных транзисторов. На рис. 2.37 и 2.38 представлены такие характеристики (сплошная линия — реальный транзистор, пунктир — идеализованный) и отмечены области, соответствующие различным состояниям транзистора. На рисунках $\text{tg } \alpha_1 = 1/(r_6 + \beta_0 r_{ст})$, $\text{tg } \alpha_2 = \beta_0/(r_6 + \beta_0 r_{ст})$; $\text{tg } \alpha_3 = 1/r_{нас}$, $r_{нас} = r_K + r_{ст}$. Следует подчеркнуть, что идеализованные статические характеристики транзистора похожи на идеализованные характеристики электронной лампы (см. § 2.3).

Мощные транзисторы характеризуются предельно допустимыми величинами, превышение которых приводит к разрушению прибора или ухудшению характеристик его надежности. В каталогах транзисторов указываются следующие величины: $u_{кэ\text{ доп}}$ и $u_{кб\text{ доп}}$ — допустимые напряжения на коллекторе в схеме с ОЭ или ОБ; $u_{эб\text{ доп}}$ — допустимое обратное напряжение на эмиттерном переходе; $i_{к\text{ доп}}$ — допустимое значение импульсного коллек-

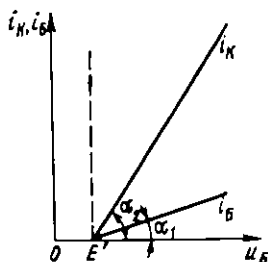


Рис. 2.37

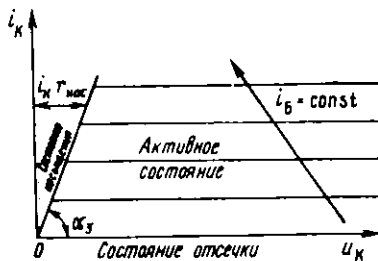


Рис. 2.38

торного тока; $t_{п\text{ доп}}$ или $P_{р\text{ доп}}$ — допустимая температура перехода или допустимая мощность, рассеиваемая в приборе.

Последние две величины связаны известным соотношением: $t_{п\text{ доп}} = P_{р\text{ доп}} R_{п.к} + t_{к}$, где $t_{к}$ — температура корпуса; $R_{п.к}$ — тепловое сопротивление области между переходом и корпусом.

2.11. Режимы транзисторных генераторов

Подобно тому как это обсуждалось в § 2.1 для лампового генератора, уменьшение рассеиваемой мощности и повышение КПД генератора возможны в режиме, когда ток через коллектор проходит импульсами. Для этого эмиттерный переход открывается лишь на часть периода колебаний высокой частоты. Эта часть периода называется углом проводимости $\tau_{пр}$ и измеряется в градусах или радианах. Если импульсы коллекторного тока симметричны, то, как и в лампах, используется понятие угла отсечки тока θ , причем $\theta = \tau_{пр}/2$.

При открытом эмиттерном переходе транзистор может находиться в активном состоянии или состоянии насыщения. Соответственно различаются следующие режимы транзисторных генераторов, аналогичные режимам ламповых генераторов.

1. *Недонапряженный режим*: транзистор поочередно находится в активном состоянии и состоянии отсечки (ключ $Кл_э$ попеременно замыкается и размыкается, а ключ $Кл_к$ в схемах рис. 2.35 и 2.36 остается все время разомкнутым).

2. *Ключевой режим*: транзистор находится в состоянии насыщения или состоянии отсечки (ключ $Кл_к$ замкнут или разомкнут одновременно с ключом $Кл_э$).

3. *Перенапряженный режим* занимает промежуточное положение: транзистор попеременно находится в активном состоянии, в

состоянии отсечки и насыщения (ключ K_K замкнут на интервале, меньшем, чем K_E).

Критический режим является граничным между недонапряженным и перенапряженным режимами.

В недонапряженном режиме в соответствии со схемой рис. 2.36, пренебрегая проводимостью емкости C_K , транзистор можно представить генератором импульсов тока $i'_K = I_{K0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{Kn} \cos(n\omega t + \varphi_n)$

(рис. 2.39). Величина и форма импульса определяются напряжением возбуждения и усилительными свойствами транзистора и мало зависят от коллекторной нагрузки.

В ключевом режиме согласно схеме рис. 2.36 ключи K_E и K_K одновременно периодически замыкаются и размыкаются, благодаря чему транзистор может быть представлен одним эквива-

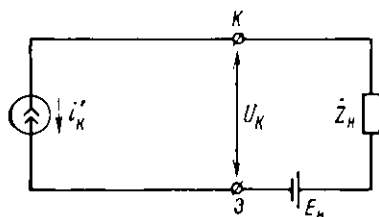


Рис. 2.39

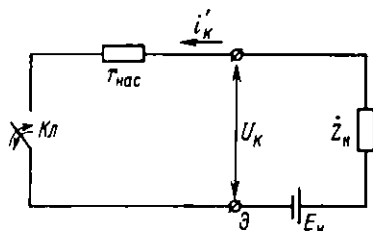


Рис. 2.40

лентным ключом K_K с сопротивлением $r_{nac} = r_K + r_{ст}$ (рис. 2.40) (влиянием емкостей и индуктивностей пренебрегаем). В этом режиме величина и форма коллекторного тока i_K определяются сопротивлением нагрузки Z_n и величиной E_K , так как обычно $r_{nac} \ll |Z_n|$.

Ток коллектора здесь мало зависит от напряжения возбуждения и от параметров транзистора.

В перенапряженном режиме (рис. 2.41) транзистор может быть представлен комбинацией схем на рис. 2.40 и 2.41: в активном состоянии транзистор эквивалентен генератору тока, а в состоянии насыщения — ключу с последовательным сопротивлением r_{nac} . Переход от одной эквивалентной схемы к другой также определяется целью воз-

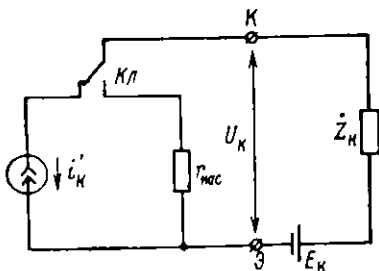


Рис. 2.41

буждения, а также процессами в цепи нагрузки.

Недонапряженный и ключевой режимы существенно различны по своим энергетическим показателям. В недонапряженном режиме потери мощности в коллекторной цепи транзистора $p_{пот} = i'_K u_K$ оказываются больше, чем в ключевом режиме, поскольку $u_K > i_K r_{nac}$ (подробнее см. в § 2.13).

Недонапряженный режим следует использовать в генераторах, где необходимо управлять амплитудой колебаний со стороны входа транзистора, например при усилении колебаний с амплитудной или однополосной модуляцией сигналов (см. гл. 6 и 7) и во всех случаях в области высоких частот, где усиление транзистора невелико. Ключевой и перенапряженный режимы можно использовать в области сравнительно низких частот для усиления ЧМ, ФМ сигналов (см. гл. 8) или при коллекторной АМ (см. гл. 6).

2.12. Работа транзисторного генератора в недонапряженном режиме

Особенности теории транзисторного генератора при работе в недонапряженном режиме по сравнению с теорией лампового генератора определяются двумя обстоятельствами. Во-первых, инерционные явления в транзисторе проявляются во всем рабочем диапазоне частот, поэтому использовать статические характеристики не представляется возможным. Для анализа используется эквивалентная схема транзистора, в которой инерционные явления отражаются наличием реактивных элементов. Во-вторых, входное сопротивление мощного транзистора как в закрытом, так и в открытом состоянии соизмеримо с внутренним сопротивлением источника возбуждения. Поэтому формы тока и напряжения на входе транзистора значительно отличаются от гармонических даже при гармонической ЭДС источника возбуждения. Кроме того, в транзисторе значительна обратная связь между входными и выходными цепями генератора из-за наличия емкостей переходов и индуктивностей выводов. В этих условиях анализ формы токов и напряжений необходимо проводить по полной эквивалентной схеме генератора, включающей в себя не только эквивалентную схему транзистора, но и внутреннее сопротивление источника возбуждения и сопротивление нагрузки.

При рассмотрении коллекторной цепи генератора с учетом полной эквивалентной схемы транзистора на рис. 2.36 будем считать, что генератор тока i'_k имеет между своими клеммами $K'E'$ настроенную резонансную нагрузку с эквивалентным сопротивлением R_{Σ} для первой гармоники коллекторного тока I_{k1} . Считаем также, что для высших гармоник падение напряжения на нагрузке невелико, т. е. u'_k имеет гармоническую форму: $u'_k = E_k - U'_k \cos \omega t = E_k - I'_{k1} R_{\Sigma} \cos \omega t$.

Аналогично ламповым генераторам с общим катодом и общей сеткой транзистор может быть включен как по схеме с общим эмиттером, так и по схеме с общей базой. Каждая из этих схем требует отдельного рассмотрения.

Схема с общим эмиттером. На рис. 2.42 изображена схема транзисторного генератора с общим эмиттером, в коллекторной цепи которого включена нагрузка Z_n . Генератор возбуждается от источника гармонической ЭДС $e_r = E_r \cos(\omega t + \varphi_r)$ с внутренним сопротивлением R_r . Смещение $E_{см}$, подаваемое через дроссель $L_{дл}$, обеспечивает работу транзистора в режиме с отсечкой тока.

Основные энергетические соотношения могут быть определены после рассмотрения форм импульсов токов, напряжений и их гармонического анализа.

На рис. 2.43 приведена схема, тождественная рис. 2.42, но в ней транзистор заменен эквивалентной схемой (см. рис. 2.36), справедливой для недонапряженного режима (ключ $K_{\lambda 9}$ разомкнут и на схеме не показан), а источник ЭДС с внутренним сопротивлением R_r заменен эквивалентным ему источником тока $I_r = E_r/R_r$ с шунтом R_r .

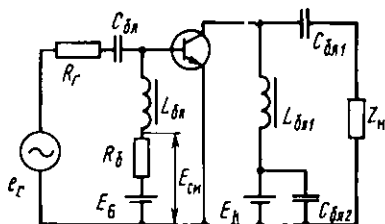


Рис. 2.42

так, как показано на рис. 2.44. Здесь влияние C_K учтено введением нового значения возбуждающего («управляющего») гармонического тока:

$$I_y = I_r - i \omega C_K U'_K. \quad (2.64)$$

Сопротивления r_6 и $r_{cт}$ по постоянному току здесь учтены резистором $R_y = r_6 + \beta_0 r_{cт}$, включенным в цепь постоянного тока базы; действие сопротив-

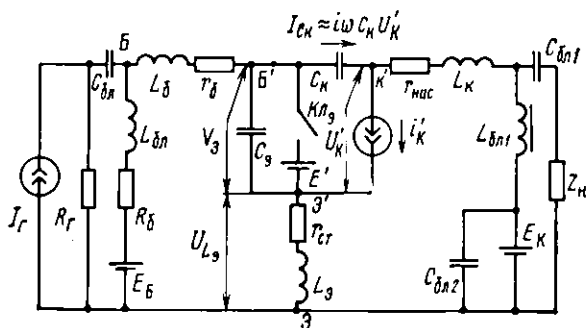


Рис. 2.43

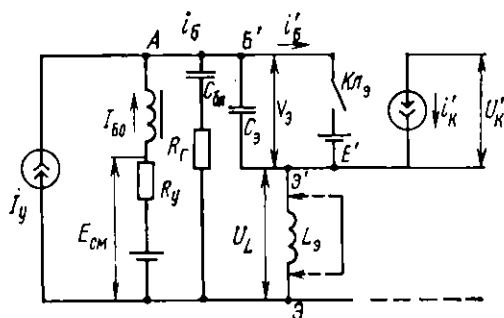


Рис. 2.44

лений r_6 , r_3 и индуктивностей L_6 , L_3 на переменный ток в этой схеме не учтено, поскольку сопротивления этих элементов имеют обычно значения, существ-

венно меньше, чем сопротивление источника возбуждения R_E . Тогда во вводе А схемы рис. 2.44 протекает ток i_B , создаваемый двумя генераторами переменного тока I_Y и постоянного тока I_{B0} :

$$i_B = I_Y \cos \omega t - I_{B0}, \quad (2.65)$$

где I_{B0} — постоянная составляющая базового тока (см. также рис. 2.45а).

Отметим, что при замкнутом ключе Кл_Э ток базы i_B проходит через ключ (эмиттерный переход открыт), а при разомкнутом ключе — через емкость C_E . При замкнутом ключе ток коллектора i'_K определяется из соотношения (2.59)

$$i'_B(p) = i_B(p) = \tau_B p i'_K + \frac{1}{\beta_0} i_K(p). \quad (2.66)$$

При этом напряжение на переходе равно E' .

При разомкнутом ключе Кл_Э (этап отсечки) ток коллектора равен нулю, а ток базы создает напряжение на эмиттерном переходе (емкости C_E и R_T):

$$v_E(p) = i_B(p) Z_T(p); \quad Z_T(p) = R_T (1 + p C_E R_T). \quad (2.67)$$

Граничные условия для уравнений (2.66) и (2.67) определяются соотношениями

$$i'_K(\omega t_3) = 0; \quad v_E(\omega t_3) = E';$$

$$i'_K(\omega t_p) = 0; \quad v_E(\omega t_p) = E'. \quad (2.68)$$

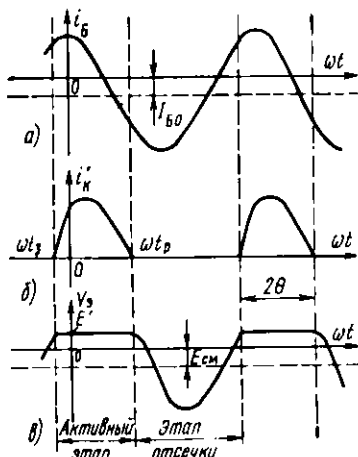


Рис. 2.45

Здесь ωt_3 и ωt_p — моменты замыкания и размыкания ключа Кл_Э.

Уравнения (2.66) и (2.67) представляют собой систему неавтономных дифференциальных уравнений первого порядка для определения двух переменных величин, $i'_K(\omega t)$ и $v_E(\omega t)$. Как известно, решение таких уравнений может быть представлено суммой вынужденного и свободного решений. В уравнениях (2.66) и (2.67) свободное решение представляется экспонентой, вынужденное решение — гармонической функцией. В результате

$$\begin{aligned} \text{при } i'_K > 0: i'_K(\omega t) = & A_i \cos(\omega t + \varphi_i) + \\ & - \frac{\omega t}{\omega \tau_B} + B_i e^{-\frac{\omega t}{\omega \tau_B}} + C_i; \end{aligned} \quad (2.69)$$

$$\begin{aligned} \text{при } v_E < E': v_E(\omega t) = & A_v \cos(\omega t + \\ & + \varphi_v) + B_v e^{-\frac{\omega t}{\omega \tau_r}} + C_v, \end{aligned} \quad (2.70)$$

где A, B, C — константы, определяемые из граничных условий (2.68):

$$\varphi_i = \arctg \omega \tau_B; \quad \varphi_v = \arctg \omega \tau_r; \quad \tau_r = R_T C_E.$$

Из этих выражений следует, что импульсы тока $i'_K(\omega t)$ и напряжения $v_E(\omega t)$ в общем случае несимметричны (рис. 2.45б и в) и степень несимметрии зависит от степени различия в углах φ_i и φ_v . В частности, импульс оказывается достаточно симметричным при $\omega \tau_r > 3$, $\omega \tau_B > 3$. Можно показать, что при энергетических расчетах допустимо считать эти импульсы симметричными косинусоидальными с углом отсечки $\theta = 0,5(\omega t_3 - \omega t_p)$ (рис. 2.45б). Тогда управляющий ток I_Y и первая гармоника коллекторного тока i'_{K1} при выбранном угле отсечки связаны соотношением

$$I'_{K1} = \gamma_1(\theta) |\dot{\beta}| I_y. \quad (2.71)$$

Здесь $|\dot{\beta}| = \beta_0 / \sqrt{1 + (\omega\tau_\beta)^2}$, $\gamma_1(\theta)$ — коэффициент разложения косинусоидального импульса (см. с. 17). Аналогично

$$I'_{K0} = \gamma_0(\theta) |\dot{\beta}| I_y. \quad (2.72)$$

Для нахождения постоянного напряжения смещения $E_{см}$ необходимо определить постоянную составляющую импульсов напряжения на эмиттерном переходе (рис. 2.45в):

$$E_{см} = E' - I_y |\dot{Z}_r| \gamma_0(\pi - \theta), \quad (2.73)$$

где $|\dot{Z}_r| = R_r / \sqrt{1 + (\omega\tau_r)^2}$. Из формулы (2.73) следует, что для работы с отсечкой ($\theta < 180^\circ$) должно выполняться условие $E_{см} < E'$. При этом чем больше $|\dot{Z}_r|$, тем больше отличие $E_{см}$ от E' .

Возможно симметрирование импульсов путем выравнивания постоянных времени τ_r и τ_β . Действительно, если $\tau_r = \tau_\beta$, то будут одинаковыми фазы вынужденных решений в (2.69) и (2.70) ($\varphi_1 = \varphi_0 = \arctg \omega\tau_\beta$), а свободные решения будут отсутствовать ($A_1 = A_0 = 0$). Таким образом, при $\tau_r = \tau_\beta$ будут строго справедливы соотношения (2.71) и (2.72).

Перейдем теперь к определению входного сопротивления транзистора, от величины которого зависят входная мощность и устойчивость генератора. При работе с отсечкой тока это сопротивление нелинейно, поэтому будем его определять по первой гармонике входного напряжения для случая возбуждения от источника гармонического тока: $Z_{вх} = U_{вх1}/I_r$. Из схемы рис. 2.43 при $R_i \rightarrow \infty$, $r_{сг} = 0$ имеем

$$\dot{Z}_{вх}^{0\Omega} = i\omega L_0 + r_0 + (\dot{V}_{\Sigma 1} + \dot{U}_{L1})/I_r. \quad (2.74)$$

Ограничимся расчетом $Z_{вх}$ только для случая высоких частот, когда справедливо соотношение (2.62). При этом

$$\dot{U}_K = I_y \dot{\beta} \gamma_1(\theta) \dot{Z}_n = -i I_y (\omega/\omega_T) \gamma_1(\theta) \dot{Z}_n. \quad (2.75)$$

Подставляя (2.75) в (2.64), получаем

$$\dot{I}_r = I_y [1 + \omega_T C_K \gamma_1(\theta) \dot{Z}_n]. \quad (2.76)$$

Падения напряжений на эмиттерном переходе и на индуктивности L_0 по первой гармонике определяются соотношениями

$$\begin{aligned} \dot{V}_{\Sigma 1} &= (1/i\omega C_0) I_y \gamma_1(\pi - \theta); \quad \dot{U}_{L0} = \\ &= i\omega L_0 I_y [1 + (\omega_T/\omega) \gamma_1(\theta)]. \end{aligned} \quad (2.77)$$

Подставляя (2.77) и (2.76) в (2.74), получаем

$$\begin{aligned} \dot{Z}_{вх}^{0\Omega} &= i\omega L_0 + r_0 + [\gamma_1(\pi - \theta)/i\omega C_0 + \\ &+ i\omega L_0 + \omega_T L_0 \gamma_1(\theta)] : [1 + \omega_T C_K \dot{Z}_n \gamma_1(\theta)]. \end{aligned}$$

Из этого выражения следует, что при $L_0 = L_0 = 0$ и $r_0 = 0$

$$\dot{Z}_{вх}^{0\Omega} = \gamma_1(\pi - \theta)/i\omega C_0 [1 + \omega_T C_K \dot{Z}_n \gamma_1(\theta)],$$

т. е. входное сопротивление зависит от настройки коллекторной цепи, т. е. от значения $Z_n = R_n + iX_n$. При индуктивном характере нагрузки ($X_n > 0$) входное сопротивление имеет отрицательную вещественную составляющую. Это означает, что генератор может возбудиться из-за наличия обратной связи через C_k . Влияние же обратной связи через эмиттерную индуктивность, наоборот, сводится к увеличению активной части входного сопротивления на величину $\omega_T L_3 \gamma_1(\theta)$ (при $C_k = 0$). При заданной мощности на выходе, т. е. при заданном возбуждающем токе I_r , влияние L_3 сводится к уменьшению коэффициента усиления по мощности генератора K_p приблизительно в $1 + \omega_T L_3 \gamma_1(\theta) / r_b$ раз. Влияние на величину L_3 особенно заметно в СВЧ транзисторах, значение ω_T которого очень высоко, а возможности конструктивного уменьшения индуктивностей выводов ограничены. Этим объясняется, что использование схемы с ОЭ в диапазоне СВЧ затруднено.

Выходная проводимость транзисторного генератора в значительной мере определяется емкостью C_k . Как уже указывалось, ток через эту емкость $I_{Ck} \approx U'_{Kk} \omega C_k$. Этот ток усиливается идеальным транзистором и поступает в коллекторную цепь в виде дополнительного тока $I'_{вых} = \beta I_{Ck} = \beta U'_{Kk} \omega C_k$. Указанный механизм обратной связи действует лишь в активном состоянии транзистора. Поэтому при работе с отсечкой ток $I'_{вых}$ должен быть усреднен по первой гармонике введением коэффициента $\gamma_1(\theta)$. Тогда, пренебрегая влиянием индуктивностей L_3 , L_k , имеем

$$Y_{вых} = I_{Ck} + I'_{вых} \gamma_1(\theta) / U'_K = i \omega C_k [1 + \beta \gamma_1(\theta)], \quad (2.78)$$

откуда следует, что на низких частотах, когда справедливо соотношение (2.61), выходная проводимость имеет емкостный характер, причем значение выходной емкости значительно больше значения емкости коллектора. На высоких частотах ($\omega > 3\omega_p$), когда справедливо равенство (2.62), выходная проводимость имеет комплексный характер, причем активная составляющая значительна:

$$Y_{вых} = i \omega C_k + \omega_T C_k \gamma_1(\theta). \quad (2.79)$$

Схема с общей базой. На рис. 2.46а изображена схема генератора при включении транзистора с общей базой. Генератор возбуждается от источника гармонического тока I_r . В схеме на рис. 2.46б транзистор заменен его эквивалентной схемой (см. рис. 2.37) для недонапряженного режима (ключ Кл.к. разомкнут).

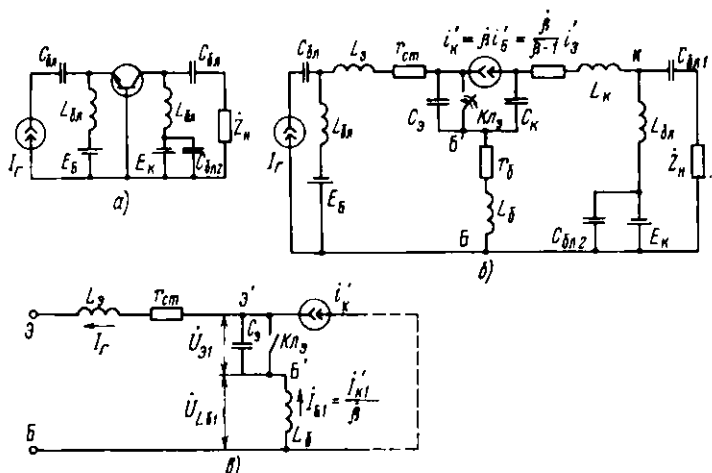


Рис. 2.46

Известно, что при включении транзистора по схеме с ОБ свойства усилителя существенно изменяются из-за образующейся здесь 100%-ной отрицательной обратной связи по току. Так, коэффициент усиления по току идеального транзистора (в активном состоянии) $\alpha(i\omega) = I_K/I_E = I_K/(I_K + I_B)$. С учетом (2.60) получаем $\alpha(i\omega) = \beta(i\omega)/[1 + \beta(i\omega)] \approx \alpha_0/(1 + i\omega\tau_T)$, где $\alpha_0 = \beta_0/(1 + \beta_0)$.

Форма импульсов коллекторного тока при работе с отсечкой здесь также описывается системой уравнений, подобной (2.66) и (2.67), но с заменой в (2.66) τ_B на τ_T . При этом φ_i в (2.69) определяется равенством $\varphi_i = \arctg \omega\tau_T$. Поскольку $\tau_T \ll \tau_r$, то во всем рабочем диапазоне частот в схеме с ОБ импульсы коллекторного тока из-за различия φ_i и φ_e будут существенно асимметричны.

На высоких частотах входное сопротивление генератора и соответственно его коэффициент усиления по мощности существенно зависят от индуктивности вывода базы L_B . Действительно, используя упрощенную схему на рис. 2.46в, где входная цепь транзистора изображена в пренебрежении сопротивлением базы r_B и емкости коллектора C_K , получаем выражение для входного сопротивления по первой гармонике на высоких частотах ($\omega > 3\omega_B$):

$$\begin{aligned} Z_{вх1}^{ОБ} &= i\omega L_B + r_{сг} + (\dot{U}_{Э1} + \dot{U}_{L_{B1}})/I_r = \\ &= r_{сг} + i\omega L_B + \gamma_1(\pi - \theta)/i\omega C_B - \gamma_1(\theta)\omega^2 L_B \omega\tau_T, \end{aligned} \quad (2.80)$$

где $\dot{U}_{L_{B1}} = i\omega L_B \dot{I}_{B1}$; $I_{B1} \approx I_r \gamma_1(0)/(-i\omega\tau_T/\omega)$; $\dot{U}_{Э1} = I_r \gamma_1(\pi - \theta)/i\omega C_B$.

Отсюда следует, что входное сопротивление схемы с ОБ помимо емкостной составляющей имеет на высоких частотах отрицательную вещественную часть. Такая особенность схемы с ОБ используется для повышения коэффициента усиления по мощности транзистора. Усиление в схеме с ОБ может быть больше, чем в схеме с ОЭ. По этой причине современные транзисторы генераторов дециметрового диапазона обычно конструктивно выполнены для включения их по схеме с ОБ.

Выходная проводимость (см. схему на рис. 2.46б) определяется лишь емкостью коллектора: $Y_{вых} = i\omega C_K$, так как здесь отсутствует обратная связь через $C_{пк}$, а $|i\omega L_B + r_B| \ll 1/\omega C_K$; $|i\omega L_K + r_K| \ll 1/\omega C_K$.

2.13. Работа транзисторного генератора в ключевом режиме

В транзисторном генераторе с резонансной нагрузкой, работающем в недонапряженном режиме, напряжение на коллекторе изменяется по гармоническому закону: $e_K = E_K - U_K \cos \omega t$. Форма тока через активный элемент может быть различной в зависимости от напряженности режима: в недонапряженном режиме — косинусоидальный импульс (КИ) (рис. 2.47б), в критическом — уплощенный КИ, в перенапряженном — КИ с провалом или раздвоенный импульс, причем в общем случае импульсы тока могут быть несимметричны.

Благодаря применению резонансных контуров достаточно высокой добротности ($Q_n = 5 \dots 20$) активная нагрузка в выходной цепи создается лишь для первой гармоники тока (или для k -й — в умножителях частоты), что обеспечивает изменение напряжения на коллекторе по гармоническому закону при любой форме тока и способствует фильтрации нежелательных гармоник. Несмотря на широкое применение, гармонические режимы имеют недостатки. Основные из них следующие.

1. Потери мощности в активном элементе $P_{пот} = i_K(t)e_K(t)$ оказываются весьма большими, так как ток $i_K(t)$ протекает при на-

пряжении на коллекторе, значительно превышающем $e_{ост}$ (рис. 2.47в, кривая 1). Обычно эти потери составляют 20...35% потребляемой мощности P_0 . Коэффициент полезного действия для гармонического режима определяется известным соотношением (2.25)

$$\eta = P_1/P_0 = 0,5 \xi \gamma_1(0)/\gamma_0(0)$$

и в реальных ситуациях ($\xi = 0,85 \dots 0,95$ и $\gamma_1/\gamma_0 = 1,5 \dots 1,7$) равен 0,65...0,75. Отметим, что мощность высших гармоник рассеивается на активном элементе.

2. Из-за применения высокочастотных резонансных контуров в подобном режиме можно работать без перестройки в весьма узкой полосе частот, $\leq 10 \dots 15\%$, т. е. ГВВ оказывается *узкополосным*, и при необходимости работать в диапазоне частот требуется перестройка колебательных контуров.

Если во время протекания тока напряжение на активном элементе сохранять неизменным и равным $e_{ост}$ (кривая 2 на рис. 2.47а), то потери мощности в активном элементе существенно уменьшатся (кривая 2 на рис. 2.47в), а КПД транзистора как преобразователя $\eta_n = (P_0 - P_{пот})/P_0$ и КПД по первой гармонике $\eta = P_1/P_0$ увеличатся. Приближением к такому режиму являются так называемые *полигармонические режимы*, при которых $e_{акт}(t)$ оказывается несинусоидальным и является суммой напряжений нескольких гармоник (см. § 2.9).

В ключевом режиме (КР) (или режиме класса Д) транзистор находится только в двух состояниях: а) закрытом (работа в области отсечки), когда $i_k = 0$; б) полностью открытом (работа в области насыщения) $i_{акт} = I_m$, $e_k = e_{ост} \approx 0$ и переход из одного состояния в другое происходит весьма быстро за счет большого возбуждения, так что потери мощности в активном элементе оказываются незначительными.

Рассмотрим ключевой режим работы генератора на активную нагрузку не только для первой гармоники тока, но и для всех высших гармоник. Такая нагрузка может быть обеспечена параллельным включением фильтров нижних (ФНЧ) и верхних (ФВЧ) частот (рис. 2.48). Параметры фильтров выбираются таким образом, чтобы обеспечить результирующее активное сопротивление $Z_{вх}(\omega) = R$ как для первой, так и для всех высших гармоник. В таком случае ГВВ оказывается широкополосным и может работать в диапазоне частот $f_n \dots f_v$ при $f_v/f_n \leq 2$ без перестройки фильтров. Если формы $i_k(t)$ и $e_k(t)$ близки к меандру,

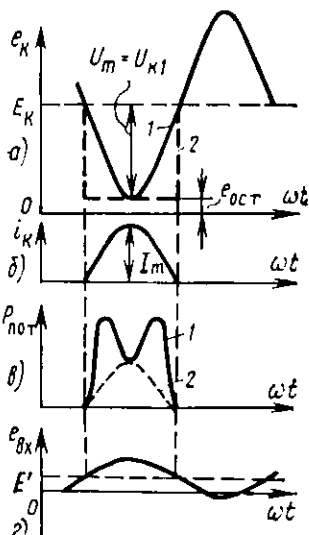


Рис. 2.47

где четные гармоники незначительны, то возможна и большая широкополосность: $f_{\text{в}}/f_{\text{н}} \leq 3$.

Формы тока и напряжений для генератора в КР при активной нагрузке для переменных составляющих тока представлены на рис. 2.49, где учтено, что на реальном ключе — транзисторе в состоянии насыщения — имеется некоторое напряжение $e_{\text{нас}} = r_{\text{нас}} I_m$ ($r_{\text{нас}}$ — сопротивление насыщения).

Известно, что для импульсов прямоугольной формы длительностью $\tau = 2\theta$ содержание гармоник определяется соотношением

$$I_{Kk} = (2/\pi) I_m (\sin \theta)/k, \quad (2.81)$$

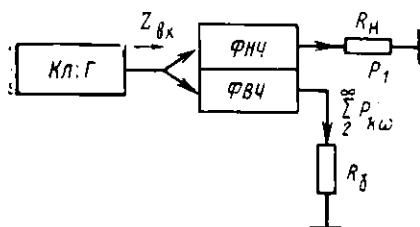


Рис. 2.48

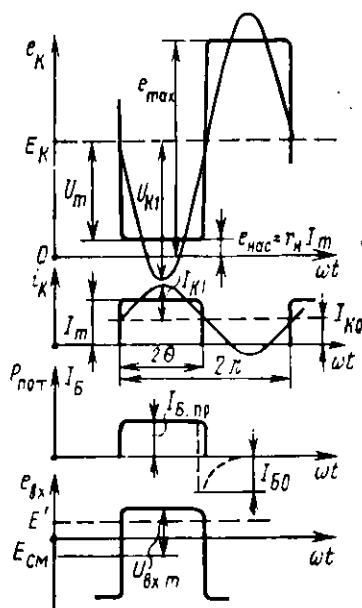


Рис. 2.49

где $k=1, 2, 3, \dots$ — номер гармоники; при $\theta = \pi/2$ получается форма меандра и первая гармоника оказывается максимальной, а четные гармоники отсутствуют:

$$I_{K1} = (2/\pi) I_m. \quad (2.82)$$

Аналогично для напряжения

$$U_{K1} = (2/\pi) (e_{\text{max}} - e_{\text{нас}}) = (4/\pi) U_m = (4/\pi) (E_K - e_{\text{нас}}). \quad (2.83)$$

Постоянная составляющая тока

$$I_{K0} = I_m 2\theta/2\pi = 0,5 I_m. \quad (2.84)$$

Потребляемая от источника мощность

$$P_0 = I_{K0} E = 0,5 I_m E_K. \quad (2.85)$$

Мощность потерь в ключе за период

$$P_{\text{пот}} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_K(t) e_K(t) d\omega t = 0,5 I_m^2 r_{\text{нас}} = P_0 \frac{e_{\text{нас}}}{E_K}. \quad (2.86)$$

Коэффициент полезного действия ключевого генератора как преобразователя

$$\eta_0 = (P_0 - P_{\text{пот}})/P_0 = 1 - P_{\text{пот}}/P_0 = 1 - e_{\text{нас}}/E_K, \quad (2.87)$$

и поскольку обычно $e_{\text{нас}} < 0,1 E_K$, то достигается $\eta_0 > 0,9$ (реальные даже значения 0,95...0,98). Однако η_0 характеризует эффективность преобразования мощности источника постоянного тока в

суммарную мощность всех гармоник $\sum_1^{\infty} P_{k\omega}$ и позволяет оценить мощность потерь в активном приборе:

$$P_{\text{пот}} = P_0 - P_1 - \sum_{k=2}^{\infty} P_{k\omega} = P_0 (1 - \eta_0). \quad (2.88)$$

В радиопередатчиках, как уже указывалось, полезной является мощность первой гармоники и требуется высокая степень подавления (фильтрации) внеполосных и гармонических излучений. Поэтому эффективность усилителя в радиопередатчике нужно еще характеризовать КПД по первой гармонике:

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = 0,5 \frac{I_{K1}}{I_{K0}} \frac{U_{K1}}{E_K} = \left(\frac{8}{\pi^2} \right) \left(1 - \frac{e_{\text{нас}}}{E_K} \right) = \left(\frac{8}{\pi^2} \right) \eta_0. \quad (2.89)$$

Теоретический предел η при $e_{\text{нас}} \rightarrow 0$ составляет $\approx 81\%$, что лишь немного выше, чем в гармоническом режиме. Но в отношении потерь мощности на активном приборе в КР, как уже указывалось, достигается существенный выигрыш (см. выше), если мощность высших гармоник

$$\sum_{k=2}^{\infty} P_{k\omega} = P_0 \eta_0 - P_1 \quad (2.90)$$

рассеивается на балластном сопротивлении R_0 , а мощность P_1 — передается полезной нагрузке R_n (см. рис. 2.48). При этом, не превышая допустимой для данного прибора мощности рассеяния, можно в КР получить в 2—3 раза большую выходную мощность, чем в гармоническом режиме. Кроме того, есть еще одна возмож-

ность повышения эффективности КР: высшие гармоники $\sum_{k=2}^{\infty} P_{k\omega}$ можно выпрямить и их мощность возвратить обратно в цепь питания. В этом варианте КПД генератора η будет приближаться к η_0 .

Однако при реализации КР на высоких частотах кроме рассмотренных выше потерь из-за конечного сопротивления ключа $r_{\text{нас}} > 0$ возникают еще некоторые виды потерь, снижающие КПД КР на ВЧ.

1. *Потери из-за инерционности ключа* вызываются тем, что реально переход из закрытого состояния в насыщение и обратно происходит не мгновенно, а в течение интервалов времени $t_{\text{а.ф}}$ и

$t_{a.сп.}$ равных длительности фронтов и спадов импульсов тока (рис. 2.50а). В течение интервалов $t_{a.ф}$ и $t_{a.сп}$ транзистор находится в активной области характеристик, и потери в нем оказываются значительно больше, чем в состоянии насыщения (рис. 2.50в, кривая 1). Длительность активных периодов определяется инерционностью (или частотными свойствами) транзистора, параметрами схемы и условиями возбуждения.

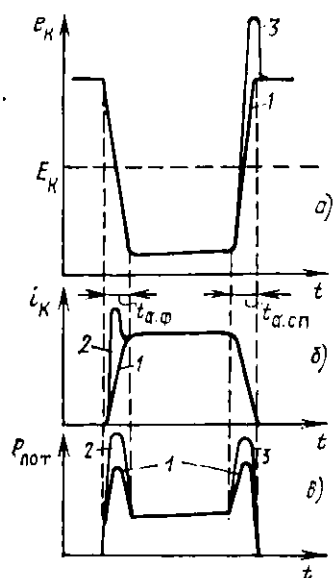


Рис. 2.50

При размыкании ключа Кл запасенная в L энергия бесполезно рассеивается, вызывая потери мощности:

$$P_{\text{пот } L} = 0,5fLI_{Km}. \quad (2.92)$$

При этом в импульсе напряжения $e_K(t)$ появляется выброс (рис. 2.50а, кривая 3).

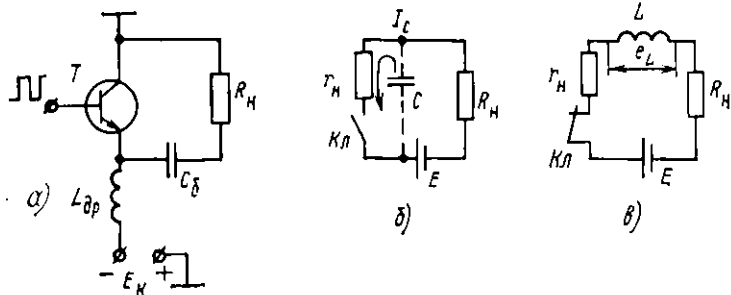


Рис. 2.51

Потери из-за инерционности ключа и коммутационные потери возрастают с повышением рабочей частоты, поэтому энергетические преимущества КР перед гармоническими режимами можно

реализовать лишь на частотах, примерно на порядок меньших, чем рабочие частоты того же транзистора в гармоническом режиме.

Кроме рассмотренного выше ключевого режима транзисторного генератора с активной нагрузкой в виде дополняющих ФВЧ—ФНЧ возможен КР при работе ГВВ по схеме, приведенной на рис. 2.52, по начертанию аналогичной схемам обычных резонансных усилителей мощности с параллельным LC-контуром. Если параметры схемы выбрать определенным образом, то можно существенно улучшить ее энергетические показатели (увеличить выходную мощность и КПД) [2.7].

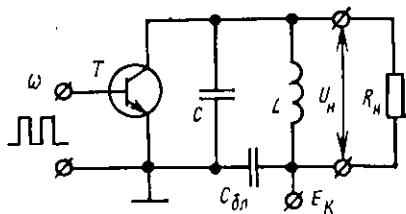


Рис. 2.52

2.14. Умножители частоты

Умножители частоты используются в передатчиках в ВЧ трактах — для повышения частоты задающего автогенератора; в возбуждателях — для формирования сетки рабочих частот; при ЧМ и ФМ — для увеличения индекса модуляции. Кроме того, включение умножителей частоты в усилительный тракт позволяет повысить его устойчивость, поскольку усиление в каскадах ведется на разных частотах. Основными параметрами умножителей частоты являются: кратность умножения k ; рабочая частота $\omega_{\text{вх}}$ (или $\omega_{\text{вых}} = k\omega_{\text{вх}}$); энергетические показатели (выходная мощность $P_{\text{нх}}$, КПД, коэффициент усиления по мощности); широкодиапазонность, а также чистота выходного спектра (уровень подавления побочных гармоник).

По типу используемых приборов умножители частоты разделяют на два класса: умножители на активных нелинейных элементах (лампа, транзистор и т. д.) и на пассивных нелинейных элементах (диод, варикап и т. д.).

Ламповые и транзисторные умножители частоты с резонансной нагрузкой строятся аналогично ГВВ. Только теперь в анодной (коллекторной) цепи устанавливают параллельный контур или более сложный полосовой фильтр для выделения в нагрузке нужной гармоники и заданного ослабления всех остальных. При этом сопротивление контура (или входное сопротивление фильтра) должно быть большим и активным только на этой частоте $k\omega_{\text{вх}}$ и малым на всех других частотах, в том числе и на основной $\omega_{\text{вх}}$, т. е. контур должен обладать высокой рабочей добротностью $Q_{\text{н}}$. Поэтому колебательное напряжение на аноде (коллекторе) будет иметь почти синусоидальную форму с частотой $k\omega_{\text{вх}}$. Для получения наибольших мощности $P_{\text{нх}}$ и КПД ($\eta = P_{\text{нх}}/P_0$) в умножителе частоты, как и в ГВВ, необходимо обеспечить наибольший коэффициент использования напряжения ξ , который определяется по формуле, аналогичной (2.48):

$$\xi = 0,5 \left(1 + \sqrt{1 - 8P_{н\kappa}/\alpha_k(\theta) S_{к\pi} E_a^2} \right). \quad (2.93)$$

Амплитуду напряжения возбуждения и напряжение смещения на сетке лампы (входе транзистора) выбирают так, чтобы обеспечить оптимальный угол отсечки θ импульсов анодного (коллекторного) тока для данной кратности умножения k . При заданной амплитуде импульса I_{max} анодного (коллекторного) тока амплитуда k -й гармоники равна $I_k = |\alpha_k(\theta)| I_{max}$. Поэтому угол отсечки θ нужно выбирать соответствующим максимальному значению $|\alpha_k|$. Согласно рис. 2.10 в этом случае оптимальный угол отсечки определяется как $\theta_{опт} = 120^\circ/k$. Если задана амплитуда входного напряжения (тока), то амплитуда k -й гармоники пропорциональна коэффициенту $\gamma_k(\theta)$. Согласно рис. 2.53 максимумы модуля $\gamma_k(\theta)$ при $k > 1$ достигаются при нескольких значениях

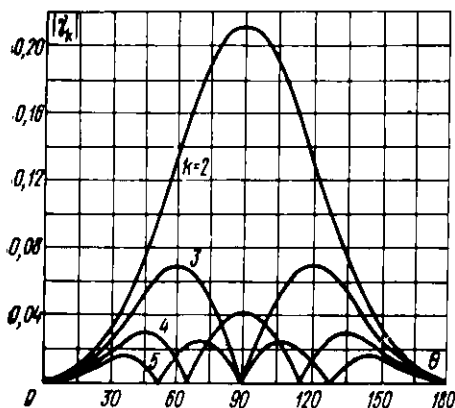


Рис. 2.53

ниями $\theta^* = 180^\circ m/k$ (m — номер максимума, число максимумов равно $k-1$). Целесообразно использовать те значения θ^* , при которых значение $|\gamma_k|$ наибольшее, т. е. при k — четных $\theta_{опт} = \pi/2$, при k — нечетных $\theta_{опт} = [(k \pm 1)/k] (\pi/2)$. При этом обеспечиваются наибольшие значения коэффициента усиления по мощности $K_p = P_{н\kappa}/P_{вх}$ и колебательной мощности $P_{н\kappa}$. В то же время известно (см. § 2.2), что для получения максимального КПД необходимо выбирать $\theta \rightarrow 0$, одна-

ко при этом $P_{н\kappa} \rightarrow 0$. Поэтому при колебательной мощности $P_{н\kappa} > 0$ для достижения наибольшего КПД следует выбирать наименьшее значение θ^* , соответствующее $m=1$, т. е. $\theta_{опт} = 180^\circ/k$.

Важно подчеркнуть, что с ростом кратности умножения k снижается величина колебательной мощности $P_{н\kappa}$ (из-за уменьшения $|\alpha_k|$); требуется большая амплитуда возбуждения и снижается коэффициент усиления по мощности K_p (из-за уменьшения $|\gamma_k|$); снижается КПД; требуется большее значение нагрузочного сопротивления R_z ; сложнее отфильтровать в нагрузке соседние гармоники с частотами $(k-1)\omega$ и $(k+1)\omega$, так как они располагаются относительно ближе к полезной гармонике с частотой $k\omega$; сужается относительная полоса пропускания $\Delta\omega/\omega$. Поэтому в передатчиках умножители частоты ставят только в предварительных каскадах и при этом небольшой кратности ($k=2,3$).

В последнее время в радиопередающих устройствах стали широко использовать наряду с резонансными и широкодиапазонные неперестраиваемые умножители частоты. В обычных умножите-

лях полоса пропускания ограничена необходимостью фильтрации соседних, близлежащих гармоник с частотами $(k-1)\omega$ и $(k+1)\omega$. Отсюда относительная полоса пропускания умножителя не может превышать значения $\Delta\omega/\omega = (k+1)/k$. Поэтому для расширения полосы пропускания путем соответствующего выбора электронного прибора (ЭП), режима его работы и схемы умножителя добиваются того, чтобы в спектре выходного сигнала ЭП полностью отсутствовали (или были значительно ослаблены) составляющие с частотами $(k-1)\omega$ и $(k+1)\omega$, а в наилучшем случае — все составляющие, кроме полезной с частотой $k\omega$. Это позволяет выполнить умножитель широкодиапазонным без фильтрующих систем.

Одним из примеров широкодиапазонного умножителя является двухтактный удвоитель частоты (рис. 2.54). Как и в двухтактных генераторах, возбуждение на транзисторы подается в противофазе и они работают в классе В с углом отсечки $\theta = 90^\circ$, но по выходу транзисторы подключены к нагрузке синфазно. На рис. 2.55 приведены вольт-амперные характеристики первого и второго транзисторов (пунктиром) и осциллограмма результирующего коллекторного тока $i'_K(\omega t) + i''_K(\omega t)$. В схеме удвоения частоты результирующий ток (как и в двухполупериодном выпрямителе) содержит только постоянную составляющую, вторую и последующие четные гармоники. Постоянная составляющая не поступает в на-

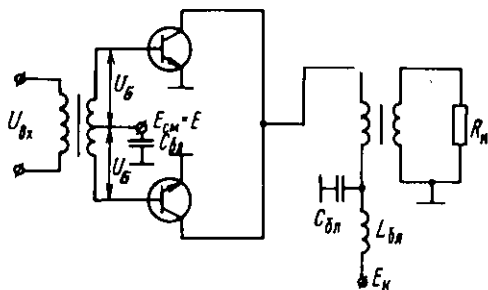


Рис. 2.54

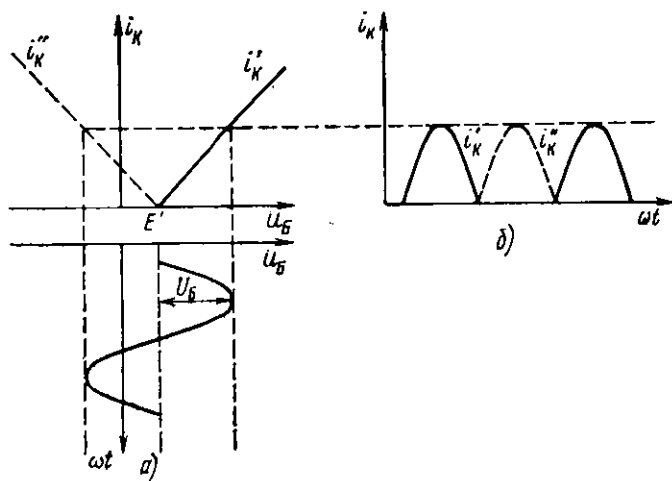


Рис. 2.55

грузку R_n , а амплитуды четных гармоник ($4\omega, 6\omega, \dots$) при $\theta=90^\circ$ относительно невелики. В действительности из-за начального изгиба реальной вольт-амперной характеристики $i_k(u_b)$ их уровень оказывается еще меньше. Более того, в удвоителях частоты можно использовать полевые транзисторы, у которых вольт-амперная характеристика близка к квадратичной параболе: $i_k \approx S(u_b - E')^2$. Поэтому результирующий ток $i'_k(\omega t) + i''_k(\omega)$ содержит только постоянную составляющую и вторую гармонику. Такой умножитель обеспечивает в нагрузке гармоническое напряжение удвоенной частоты в широком диапазоне частот.

Рассмотрим теперь умножители частоты на варикапах. Транзисторные генераторы работают на частотах до $5 \dots 10$ ГГц. Для получения мощности на более высоких частотах после транзисторного генератора последовательно включают один или несколько умножителей частоты на специальных полупроводниковых диодах — варикапах. Структурная схема таких умножителей частоты показана на рис. 2.56. Она содержит пассивный нелинейный элемент (НЭ), входную и выходную колебательные системы (фильтры $\Phi_{вх}$ и $\Phi_{вых}$), настроенные соответственно на частоту возбуждения и частоту k -й гармоники, и цепь смещения. Такой умножитель частоты является пассивным, поскольку единственным источником, определяющим энергию выходных колебаний на частоте $k\omega$, является источник входного сигнала на частоте ω . Основным показателем умножителя частоты на пассивном элементе является коэффициент преобразования (или КПД) η , под которым понимается отношение мощности k -й гармоники, выделяемой в нагрузку умножителя, $P_{нх}$, к мощности, потребляемой от возбуждателя, $P_{вх}$: $\eta = P_{нх}/P_{вх}$. Требование высокого КПД, близкого к 1, накладывает ограничения на выбор нелинейного элемента. Известно [2.4], что при использовании резистивного нелинейного элемента (диод, лампа или транзистор) коэффициент преобразования не может превышать $1/k^2$. В то же время при использова-

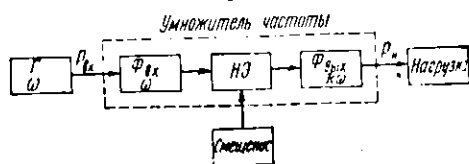


Рис. 2.56

нии реактивного нелинейного элемента (нелинейных емкости или индуктивности) коэффициент преобразования η может быть равным 1 (при отсутствии потерь в нелинейном элементе и фильтрующих цепях). В качестве

нелинейного элемента обычно используют нелинейную емкость полупроводникового диода (p - n -перехода).

Емкость p - n -перехода складывается из барьерной и диффузионной емкостей C_b и $C_{диф}$. При закрытом переходе определяющей является барьерная емкость, а при открытом — диффузионная (рис. 2.57).

Известно, что барьерная емкость C_b закрытого p - n -перехода нелинейно зависит от приложенного напряжения u (см. рис. 2.57). Однако нелинейность этой емкости и ее величина относительно

малы, так что режим работы варикапа при полностью закрытом p - n -переходе используется только на высоких частотах (выше 10 ГГц) в удвоителях и утроителях частоты.

В умножителях частоты большей кратности и работающих на более низких частотах, как правило, используется режим с отпиранием p - n -перехода, когда к барьерной емкости добавляется диффузионная емкость (превышающая первую на несколько порядков). В результате резкого увеличения нелинейности емкости p - n -перехода и ее величины при тех же действующих напряжениях на варикапе значительно увеличивается величина заряда, накапливаемого в нем, а следовательно, возрастают рабочий ток и преобразуемая им мощность. При этом преобразуемая мощность и коэффициент преобразования оказываются достаточно большими.

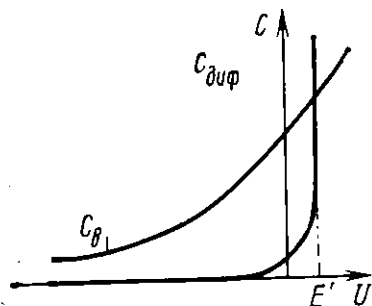


Рис. 2.57

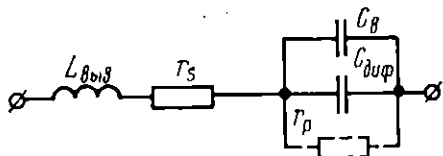


Рис. 2.58

ми при высокой кратности умножения k (до 5...7). Отметим, что для эффективного преобразования частоты необходимо, чтобы при открытом p - n -переходе ток, протекающий через диффузионную емкость $C_{диф}$, существенно превышал ток, протекающий через сопротивление рекомбинации $r_{рек}$ (рис. 2.58). Для этого рабочая частота умножителя должна быть достаточно велика:

$$\omega > 10/\tau_{рек}, \quad (2.94)$$

где $\tau_{рек} = C_{диф} r_{рек}$ — постоянная времени рекомбинации (аналогичная τ_r транзистора в схеме с ОЭ).

Если условие (2.94) не будет выполняться, то значительная доля высокочастотного тока будет ответвляться в сопротивление $r_{рек}$. В результате будет происходить преобразование энергии ВЧ колебаний в энергию постоянного тока, которая будет выделяться в цепи смещения (как при выпрямлении или детектировании).

С другой стороны, рабочая частота должна быть достаточно мала, чтобы были относительно малы потери на сопротивлении полупроводникового материала r_s (см. рис. 2.58), а также потери, обусловленные конечным временем восстановления t_v закрытого состояния p - n -перехода, т. е.

$$\omega < 1/10 C_{вар} r_s, \quad \omega < 1/10 t_v. \quad (2.95)$$

Таким образом, в некотором интервале частот, определяемом (2.94) и (2.95), варикап эквивалентен нелинейной емкости с относительно малыми омическими потерями как при открытом, так и при закрытом p - n -переходах (без учета индуктивностей выводов $L_{\text{выв}}$).

Значительная диффузионная емкость при открытом p - n -переходе и сравнительно малая нелинейность барьерной емкости закрытого p - n -перехода варикапа позволяют приближенно представить его вольт-кулоновую характеристику $q(u)$ как кусочно-линейную (рис. 2.59):

$$u = 0 \text{ при } q \geq 0; u = q/C_{\text{вар}} \text{ при } q < 0, \quad (2.96)$$

где $C_{\text{вар}} = q_{\text{max}}/U_{\text{max}}$ — усредненная барьерная емкость закрытого варикапа, равная отношению максимального значения мгновенного заряда q_{max} к максимальному значению мгновенного напряжения U_{max} на закрытом p - n -переходе.

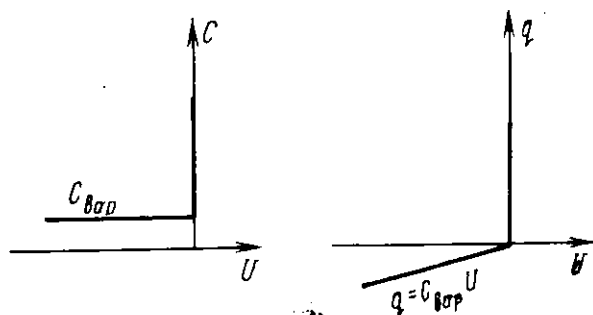


Рис. 2.59

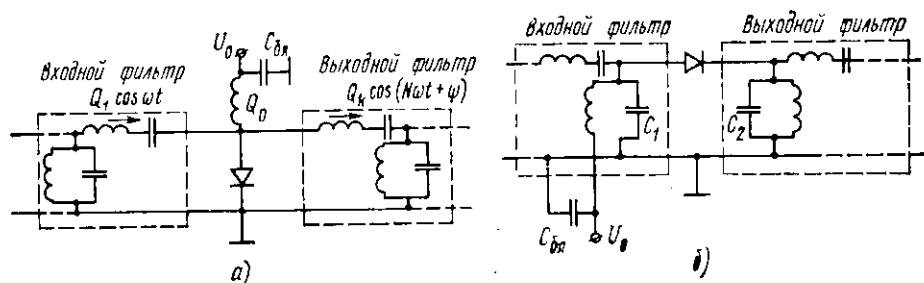


Рис. 2.60

На рис. 2.60а, б приведены схемы умножителя частоты при параллельном и последовательном включениях варикапа. При определенных соотношениях между величинами LC -элементов эти схемы эквивалентны [2.5], и можно ограничиться изучением только одной из них. Рассмотрим схему с параллельным включением варикапа (рис. 2.60а). Примем, что последовательные LC -контуры входного и выходного фильтров соответственно настроены на

основную частоту ω и частоту $k\omega$ и обладают достаточной добротностью. Это позволяет считать, что через них протекают токи, близкие к гармоническим. При этом на емкости варактора заряд изменяется по бигармоническому закону:

$$q(\omega t) = Q_0 + Q_1 \cos \omega t + Q_k \cos(k\omega t + \psi),$$

где Q_0 , Q_1 , Q_k — постоянная составляющая и амплитуды первой и k -й гармоник заряда; ψ — фаза, оптимальное значение которой дано ниже.

Вводя относительное смещение по заряду $Q_0/Q_1 = -\cos \theta$ и относительную амплитуду k -й гармоники заряда $M = Q_k/Q_1$, преобразуем выражение для заряда:

$$q(\omega t) = Q_1 [\cos \omega t - \cos \theta + M \cos(k\omega t + \psi)].$$

При таких обозначениях $\theta = \arccos(-Q_0/Q_1)$ совпадает с углом отсечки для симметричных косинусоидальных импульсов.

Под действием заряда $q(\omega t)$ на варикапе формируется напряжение $u(\omega t)$, связанное с зарядом соотношениями (2.96). На рис. 2.61 приведены в качестве примера диаграммы зарядов и напря-

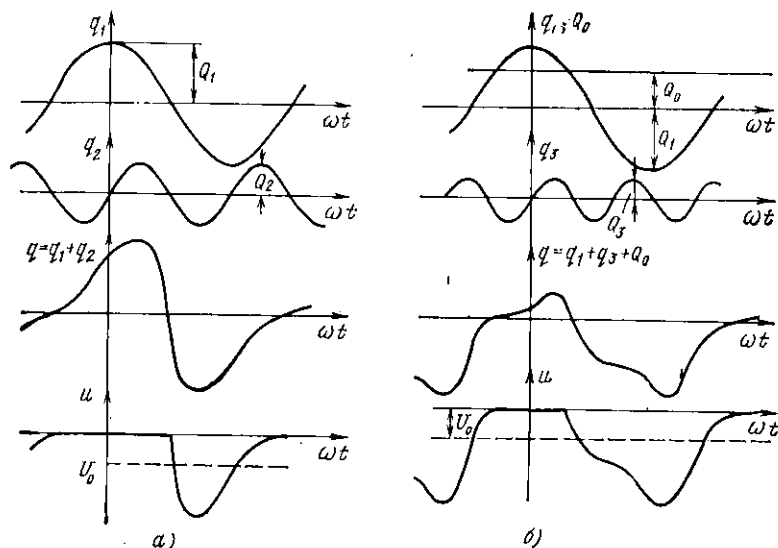


Рис. 2.61

жений для удвоителя и утроителя частоты. Для режимов работы варикапа с наибольшей преобразуемой мощностью (при заданных значениях k , ω , C и U_{max}) и наименьшими в нем потерями существуют оптимальные значения угла отсечки θ_{opt} , соответствующие максимальным значениям модуля $|\gamma_k|$ (см. рис. 2.53), фазового угла $\psi_{opt} = (-1)^k \pi/2$ и относительной амплитуды k -й гармоники $M_{opt} = \sin \theta_{opt}/k$ [2.5].

При $\theta = \theta_{\text{опт}}$, $\psi = \psi_{\text{опт}}$ и $k = k_{\text{опт}}$ величина преобразуемой мощности будет наибольшей:

$$P_k = \omega C U_{\text{max}}^2 / \pi (k^2 - 1) \left[\cos \frac{\pi}{2k} \operatorname{cosec} \theta_{\text{опт}} - \operatorname{ctg} \theta_{\text{опт}} + \frac{1}{k} \right]^2. \quad (2.97)$$

Выражение (2.97) справедливо при заданном максимальном напряжении на варикапе U_{max} , обычно равном допустимому $U_{\text{доп}}$, при относительно малых потерях в варикапе и отсутствии ограничений по току и рассеиваемой на нем мощности.

Глава 3

Схемы генераторов с внешним возбуждением

3.1. Цепи питания генераторов

Общие принципы построения схем генераторов с внешним возбуждением будут рассмотрены вначале на примере ламповых, а затем транзисторных генераторов.

В анодную цепь генератора входят три основных элемента: лампа с внешними зажимами анод—катод, колебательный контур

и источник питающего напряжения E_a , которые можно включить последовательно друг с другом либо параллельно. В первом случае получается схема последовательного питания, а во втором — параллельного.

На рис. 3.1 показан один из возможных вариантов схемы генератора на тетроре с заземленным катодом с последовательным питанием (в схемах на рис. 3.1 и последующих включены измерительные приборы, назначение которых будет обсуждаться позже).

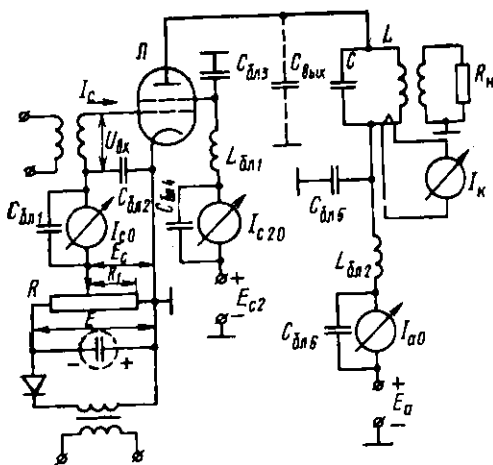


Рис. 3.1

Чтобы первая и все высшие гармоники анодного тока не проходили через источник питания, включены блокировочный конденсатор $C_{бл5}$ и дроссель $L_{бл2}$. Через блокировочный конденсатор $C_{бл5}$ протекают первая и все высшие гармоники анодного тока и,

кроме того, часть контурного тока (так как цепочка, составленная из последовательно включенных емкостей $C_{\text{вых}}$ и $C_{\text{блз}}$, присоединена параллельно контурному конденсатору C). Потребуем, чтобы напряжение на блокировочном конденсаторе составляло не более 1...2% напряжения на контуре. Это позволяет записать следующие расчетные формулы:

$$1/\omega C_{\text{блз}} \leq R_{\text{н}}/(50 \dots 100); C_{\text{блз}} \geq (50 \dots 100) C_{\text{вых}}. \quad (3.1)$$

Блокировочный дроссель $L_{\text{блз}}$ совместно с $C_{\text{блз}}$ образует Г-образный фильтр. Дроссель $L_{\text{блз}}$ уменьшает паразитную межкаскадную связь через цепи питания. Сопротивление блокировочного дросселя должно быть больше сопротивления блокировочного конденсатора, а длина его провода — значительно меньше $\lambda/4$, т. е.

$$\omega L_{\text{блз}} \geq (10 \dots 50)/\omega C_{\text{блз}}, l < \lambda/4. \quad (3.2)$$

Основное преимущество схемы последовательного питания состоит в том, что паразитные емкости на корпус блокировочных элементов $L_{\text{блз}}$ и $C_{\text{блз}}$ не уменьшают волновое сопротивление колебательного контура и не снижают его добротность. Поэтому такая схема широко используется в диапазонах КВ и УКВ. Главный недостаток этой схемы состоит в том, что контурные катушка и конденсатор находятся под напряжением $E_{\text{н}}$. Это создает неудобства, особенно если велико $E_{\text{н}}$, велики размеры катушки (большие мощности и длинные волны) и требуется перестройка контура. В этих случаях трудно изолировать катушку и конденсатор от корпуса передатчика и удовлетворить требованиям техники безопасности.

Схема параллельного питания цепи анода изображена на рис. 3.2. Чтобы первая гармоника анодного тока проходила через контур и для нее не было параллельного пути через источник $E_{\text{а}}$,

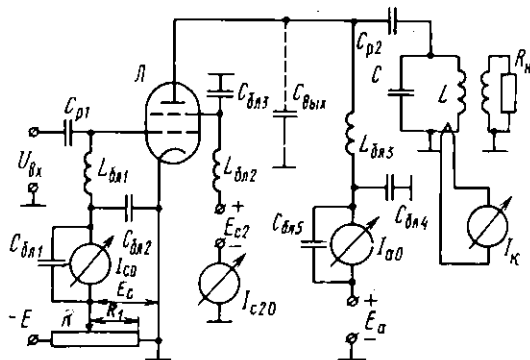


Рис. 3.2

включается блокировочный дроссель $L_{\text{блз}}$. Обычно ставят еще блокировочный конденсатор $C_{\text{блз}}$, т. е. создают Г-образный фильтр, как в схеме на рис. 3.1. Разделительный конденсатор $C_{\text{р2}}$ предотвращает замыкание анодного питания на корпус. Одновремен-

но для переменной составляющей анодного тока сопротивление конденсатора должно быть мало.

Получим расчетные соотношения для величин $L_{бл}$, $C_{бл}$ и C_p . Для тока ВЧ дроссель $L_{блз}$ включен параллельно контурной катушке, и через него протекает переменный ток, величина которого определяется как $I_{\sim} = U_a / \omega L_{блз}$ при условии, что $1/\omega C_{блз} \ll \omega L_{блз}$. Если задаться величиной переменной составляющей тока, равной $I_{\sim} = 0,5 I_{a0}$, то можно определить индуктивность дросселя из уравнения

$$\omega L_{бл} = 2U_a / I_{a0}. \quad (3.3)$$

Действующее значение тока, протекающего через дроссель, $I_{др.действ} = \sqrt{I_{a0}^2 + 0,5I_{\sim}^2} \approx 1,06 I_{a0}$ будет незначительно превышать ток I_{a0} и провод для него можно выбирать с расчетом на ток I_{a0} . Емкость блокировочного конденсатора выбирается, как для схемы последовательного питания:

$$1/\omega C_{бл} \leq \omega L_{бл} / (10 \dots 50). \quad (3.4)$$

Емкость разделительного конденсатора C_p выбирается из условия, чтобы падение напряжения переменной составляющей на нем составило не более 1...2% падения напряжения на нагрузке R_z , т. е.

$$1/\omega C_p \leq R_z / (50 \dots 100). \quad (3.5)$$

Основным преимуществом схемы параллельного питания является то, что контурные катушки и конденсатор не находятся под напряжением анодного питания. Недостаток заключается в том, что параллельно контуру включен блокировочный дроссель. Паразитные емкости этого дросселя и разделительного конденсатора могут ограничивать диапазон перестройки контура, уменьшать его волновое сопротивление и добротность.

Рассмотрим схемы питания цепи первой (управляющей) сетки. Здесь также имеются три элемента: лампа с зажимами сетка—катод, источник ВЧ возбуждения U_c и источник отрицательного смещения E_c . Таким образом, и здесь возможно применение схем последовательного и параллельного питания. Необходимое напряжение смещения может быть внешним (от химического источника, выпрямителя) либо автоматическим (от постоянных составляющих сеточного и катодного токов). В генераторах применяется, главным образом, внешнее или комбинированное смещение, так что при отсутствии возбуждения ($U_c = 0$) лампа оказывается закрытой и в ней отсутствуют сеточные и анодный токи и не рассеиваются мощности.

При питании цепи сетки от отдельного выпрямителя его нагружают дополнительным сопротивлением. В противном случае не будет существовать путь для постоянной составляющей сеточного тока. Практически вместо сопротивления включают потенциометр R (см. рис. 3.1 и 3.2). Это позволяет регулировать напря-

жение сеточного смещения E_c ; получать от одного выпрямителя отдельно напряжения смещения для нескольких ламп.

На рис. 3.1 и 3.2 приведены схемы последовательного и параллельного питания сетки от выпрямителя, нагруженного на потенциометр R . Значение смещения, действующего на сетке, определяется из выражения

$$E_c = -\frac{R_1}{R} E - \frac{R_1(R-R_1)}{R_1+(R-R_1)} I_{c0} = -\frac{R_1}{R} [E + (R-R_1) I_{c0}]. \quad (3.6)$$

Согласно (3.6) помимо внешнего смещения $(R_1/R)E$ имеется авто-смещение $\frac{R_1(R-R_1)}{R} I_{c0}$ от постоянной составляющей сеточного

тока I_{c0} . Чтобы автосмещение, зависящее от режима работы анодной цепи лампы, было незначительным, необходимо сопротивление потенциометра выбирать из условия $R < 0,1E/I_{c0}$. Для экранированных ламп сеточный ток может быть пренебрежимо мал. Однако надо учитывать термоток лампы. Чтобы он мало сказывался на режиме работы лампы, в расчетное соотношение для R надо подставлять значение термотока.

В схемах на рис. 3.1 и 3.2 блокировочные элементы в цепи первой сетки выбираются с помощью следующих соотношений:

$$\omega C_{бл} \geq (50 \dots 100) |\dot{Y}_{вх}|; \quad \omega C_p \geq (50 \dots 100) |\dot{Y}_{вх}|; \\ 1/\omega C_{бл} \leq (0,01 \dots 0,02) |\dot{Y}_{вх}|, \quad (3.7)$$

где $\dot{Y}_{вх} = G_{вх} + iB_{вх}$ — входная проводимость лампы; $G_{вх}$ и $B_{вх}$ — ее активная и реактивная составляющие соответственно. При выполнении условий (3.7) на блокировочном и разделительном конденсаторах падает $(1 \dots 2)\%$ напряжения $U_{вх}$, а через блокировочный дроссель $L_{бл}$ протекает $(1 \dots 2)\%$ входного тока лампы.

Для питания вторых (экранирующих) сеток мощных генераторных ламп напряжение E_{c2} подается от отдельного выпрямителя либо от источника анодного питания предыдущего, менее мощного каскада, через блокировочный дроссель (см. рис. 3.1 и 3.2). Блокировочный конденсатор $C_{бл2}$ соединяет вторую сетку лампы с ее катодом по высокой частоте. Емкость $C_{бл2}$ выбирается из условия

$$C_{бл} > (50 \dots 100) C_{ас2} \approx (50 \dots 100) C_{вхх}. \quad (3.8)$$

При этом переменная составляющая напряжения на второй сетке составляет менее $(1 \dots 2)\%$ напряжения U_a . Следует подчеркнуть, что в мощных передатчиках экранное напряжение подается после включения анодного, а при пропадании последнего автоматически отключается и экранное напряжение.

Мощные генераторные лампы прямого накала и в современных передатчиках питаются переменным током. Простейшая схема, изображенная на рис. 3.3а, имеет тот недостаток, что потенциал сетки меняется относительно среднего потенциала катода с

частотой 50 Гц (частотой питающей сети), что приводит к паразитной амплитудной модуляции анодного тока лампы, называемой фоном. Действительно, амплитуда напряжений на сетке относительно правого вывода катода (точка 3 на рис. 3.3а) равна U_n , относительно левого вывода (точка 1) — равна нулю, а отно-

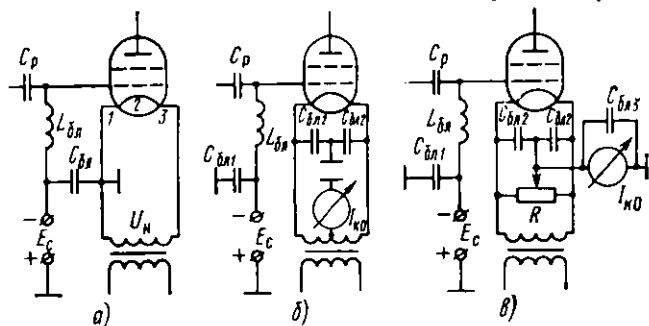


Рис. 3.3

сительно середины (точка 2) — равна $0,5U_n$. Избавиться от фона с частотой 50 Гц удастся в схемах на рис. 3.3б и в, в которых заземлена средняя точка обмотки накаливаемого трансформатора или специально создается средняя точка включением сопротивления R . На сопротивление R расходуется мощность $P_R = U_n^2/R + (I_{к0}^2/4)R$, где U_n — действующее значение напряжения накала; $I_{к0}$ — постоянная составляющая катодного тока. Минимальное значение мощности, рассеиваемой на R ,

$$P_{R \min} = 2U_n^2/R = U_n I_{к0} \text{ при } R = 2U_n/I_{к0}. \quad (3.9)$$

При этом дополнительное напряжение автоматического смещения на сопротивлении R составляет $E_{с.д} = (I_{к0}/2)(R/2) = 0,5U_n$. В схемах на рис. 3.3б, в два блокировочных конденсатора $C_{бл2}$ в цепи накала пропускают переменную составляющую катодного тока, протекающей через оба его вывода на корпус. Их емкость выбирается согласно (3.1), чтобы сопротивление для тока ВЧ было мало в сравнении с сопротивлением анодного контура.

В мощных генераторах, помимо фона с частотой 50 Гц, возникает еще фон с частотой 100 Гц. Основной причиной его является магнетронный эффект, который состоит в том, что переменное магнитное поле около катода достигает такой величины, при которой заметно искривляются траектории движения электронов. Это вызывает пульсации анодного тока с частотой, в 2 раза большей частоты тока накала. Для устранения фона с частотой 100 Гц используют две лампы, включенные параллельно или по двухтактной схеме. Напряжения накала на них подаются со сдвигом по фазе на 90° . Например, при питании от трехфазной сети для этого используют схему Скотта (рис. 3.4). На рисунке приведена также векторная диаграмма, поясняющая, как из трех сдвинутых на 120° напряжений, U_{AB} , U_{BC} , U_{CA} , на первичных обмотках накаливаемых трансформаторов создаются два напряжения, U_1 и U_2 , сдвинутые относительно друг друга на 90° . Поскольку $|U_2| = 0,866|U_1|$, коэффициенты трансформации накаливаемых трансформаторов должны быть разными.

Рассмотрим особенности цепей питания генератора на триоде по схеме с общей сеткой (см. § 2.7). Схема генератора приведена

The diagram shows a three-phase transformer with two windings per phase. The primary windings are connected to terminals A, B, and C, and the secondary windings are connected to terminals a, b, and c. The vector diagram shows the line voltages U_{AB} , U_{BC} , and U_{CA} forming a triangle, and the phase voltages U_1 and U_2 as vectors.

обеспечивают симметричную подачу переменного напряжения на оба вывода катода.

Рис. 3.5

При выборе дросселей в цепи накала в схеме с общей сеткой нужно учитывать, что через них проходит ток накала, который велик в сравнении с другими токами, протекающими в этой цепи.

Поэтому нельзя требовать, чтобы дроссели имели очень большое реактивное сопротивление. Расчет других блокировочных элементов можно вести по формулам (3.7), в которых входную проводимость лампы можно принять активной и равной $G_{\text{вх}} = (I_{\text{а1}} + I_{\text{с1}})/U_{\text{с}}$. Отметим, что анодная цепь строится так же, как для схемы с общим катодом.

Для контроля режима работы лампового генератора и настройки его колебательной системы включают измерительные приборы. В мощных генераторах обычно измеряются постоянные составляющие катодного (анодного) и сеточного токов, а также тока второй сетки. Место включения измерительных приборов выбирается так, чтобы в нем был наименьший потенциал по постоянному и переменному токам относительно корпуса. Это более безопасно при обслуживании, предохраняет прибор от воздействия ВЧ токов и исключает шунтирование контура генератора паразитной емкостью прибора. Такие требования легко выполняются при измерении постоянной составляющей катодного тока, когда прибор, его измеряющий, включается в среднюю точку накального трансформатора (см. рис. 3.3—3.5). Благодаря сравнительно невысоким напряжениям достаточно просто контролируется постоянная составляющая сеточного тока (см. рис. 3.1, 3.2 и 3.5). Для контроля постоянной составляющей тока второй сетки прибор $I_{\text{с20}}$ включают в провод, идущий от положительного полюса источника питания (см. рис. 3.1) либо между отрицательным полюсом и корпусом (см. рис. 3.2). В первом случае прибор $I_{\text{с20}}$ находится под высоким постоянным напряжением $E_{\text{с2}}$, а во втором — оба вывода источника питания должны быть изолированы от корпуса. Еще большие трудности возникают при измерении постоянной составляющей анодного тока, поскольку анодное напряжение $E_{\text{а}}$ может достигать 10...20 кВ. Поэтому в мощных выходных каскадах не ставят приборы для контроля $I_{\text{а0}}$. Измерение токов $I_{\text{к0}}$, $I_{\text{с0}}$, $I_{\text{с20}}$ позволяет настраивать ламповый генератор на заданный режим и полностью контролировать его работу. В отдельных случаях, обычно в передатчиках малой и средней мощности, ставят также приборы, контролирующие контурные токи. Для этого к контуру генератора через специальный трансформатор тока подключают непосредственно приборы, измеряющие ВЧ ток (см. рис. 3.1 и 3.2).

Цепи питания по постоянному току транзисторных генераторов существенно проще, чем ламповых. Во-первых, для транзисторов требуется один (только в некоторых случаях — два) источник питания. Во-вторых, в многокаскадных передатчиках питание обычно осуществляется от одного источника, напряжение которого определяется типом транзистора оконечного каскада и режимом его работы. В отдельных случаях величина напряжения оговаривается в ТЗ на передатчик или выбирается согласно ГОСТ на источники питания. Напряжение питания транзисторов предоконечного и маломощных предварительных каскадов подается либо непосредственно от этого же источника, либо через гасящие сопротивления. В-третьих, относительно несложно соединить с корпусом по постоянному току любой из выводов транзистора, который может не совпадать с общим выводом по ВЧ. Это позволяет обходиться одним источником (любой полярности) даже при использовании в каскадах передатчика транзисторов разных типов проводимости. В-четвертых, благодаря правым статическим характеристикам транзистора достаточно обеспечить нулевое смещение между его базовым и эмиттерным выводами, чтобы при отсутствии ВЧ возбуждения транзистор был закрыт и постоянные составляющие токов были равны нулю.

В предварительных маломощных широкодиапазонных каскадах транзисторы работают в недонапряженном режиме без отсечки тока в классе А. Цепи питания по постоянному току выполняются, как в обычных малосигнальных усилителях. Независимо от способа включения транзистора по ВЧ (по схеме с ОЭ или с ОБ) на эмиттерный переход (рис. 3.6) подается отпирающее

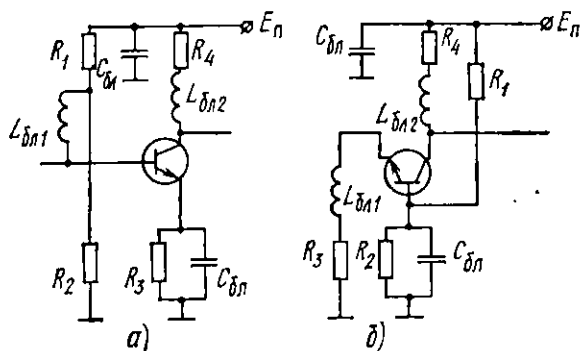


Рис. 3.6

щее смещение $E_{\text{вн}} = E_{\text{п}} R_2 / (R_1 + R_2)$ через делитель в цепи базы и запирающее, обусловленное автосмещением от постоянной составляющей базового $[R_1 R_2 / (R_1 + R_2)] I_{\text{Б0}}$ и эмиттерного $R_3 I_{\text{Э0}}$ токов:

$$E_{\text{БЭ}} = E_{\text{п}} R_2 / (R_1 + R_2) - [R_1 R_2 / (R_1 + R_2)] I_{\text{Б0}} - R_3 I_{\text{Э0}}. \quad (3.10)$$

С точки зрения температурной стабилизации режима транзистора целесообразно увеличивать эмиттерное и снижать базовое автосмещение. Для этого надо: увеличивать R_3 до максимального значения $R_{3\text{max}} = (E_{\text{п}} - E_{\text{К}}) / I_{\text{Э0}}$, исключив ограничительное сопротивление R_4 в цепи коллектора; выбирать сопротивление $R_1 < 0,1 \frac{E_{\text{п}}}{I_{\text{Б0}}}$ так, чтобы в (3.10) второе слагаемое было много мень-

ше первого. При этом сопротивление $R_2 = \frac{E_{\text{п}} - (E_{\text{К}} + E_{\text{БЭ}})}{E_{\text{К}} + E_{\text{БЭ}}} R_1$.

В относительно мощных ВЧ каскадах трудно выполнить блокировочный конденсатор в цепи эмиттера или базы, закорачивающий соответствующий вывод транзистора по ВЧ. Индуктивности выводов блокировочного конденсатора включаются в индуктивность общего вывода транзистора и создают дополнительную обратную связь. С целью уменьшения индуктивности общего вывода включают параллельно несколько блокировочных конденсаторов разных номиналов. Если это заметно не снижает индуктивность, а также если у транзистора непосредственно на корпус выведен эмиттерный или базовый вывод, цепи питания выполняют по схемам, приведенным на рис. 3.7. Однако при этом в схеме с ОЭ ухудшается температурная стабилизация режима (поскольку $R_3 =$

$=0$), а в схеме с ОБ требуется дополнительный источник питания другой полярности. В этих схемах сопротивление R_4 включено для снижения напряжения на коллекторе ($E_K = E_n - R_4 I_{K0}$), если $E_n > E_K$.

Запирающее смещение на эмиттерном переходе создается включением дросселя и резистора автосмещения $R_{авт}$, как показано на рис. 3.8 (при $R_{авт}=0$ создается нулевое смещение).

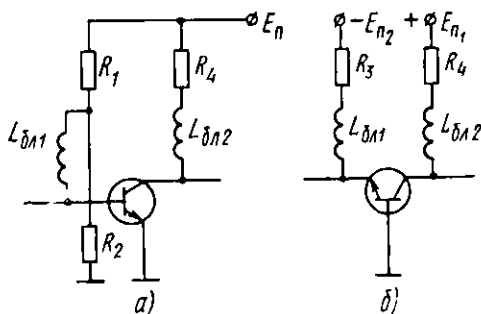


Рис. 3.7

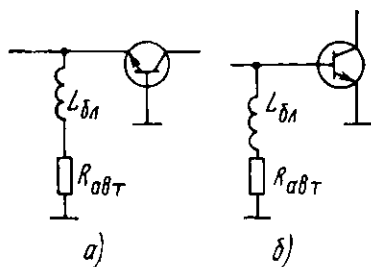


Рис. 3.8

3.2. Резонансные колебательные цепи генераторов

На выходе ГВВ включаются колебательная цепь (в простейшем случае — одиночный колебательный контур) и нагрузка. В промежуточных каскадах такой нагрузкой является входная цепь следующего каскада. В выходном каскаде полезной нагрузкой является входное сопротивление фидера, питающего антенну, либо непосредственно входное сопротивление самой антенны. К колебательной цепи, включаемой между ЭП и нагрузкой, которая в общем случае является четырехполюсником, предъявляется целый ряд требований. Четырехполюсник должен:

1) трансформировать сопротивление нагрузки в такое сопротивление R_n , которое является оптимальным для ЭП; в противном случае генератор будет работать в невыгодном режиме, при этом могут снизиться мощность и КПД, а также возникнуть искажения передаваемого сигнала;

2) обеспечивать заданные амплитудно- и фазочастотные характеристики в некоторой полосе частот согласно характеру передаваемых сообщений и нормам на допустимые искажения;

3) задерживать (отфильтровывать) высшие гармоники так, чтобы мощность любой из них, выделяющаяся в нагрузке (на входе следующего каскада или в антенне оконечного каскада), не превосходила допустимой величины;

4) перестраиваться в заданном диапазоне рабочих частот и иметь регулируемую связь с нагрузкой, чтобы при изменении последней была возможность сохранить оптимальной нагрузку для ЭП;

5) вносить незначительные потери мощности, т. е. обеспечивать высокий КПД.

Кроме перечисленных, предъявляются также требования к стоимости, габаритным размерам, массе, надежности и др.

Так как невозможно одинаково хорошо удовлетворить всем перечисленным требованиям, в зависимости от конкретных условий некоторые из них приходится считать главными, а другие — второстепенными. В частности, при построении колебательных систем предварительных каскадов основными являются требования трансформации сопротивления нагрузки к заданному значению и получения заданной формы амплитудно- или фазочастотной характеристики. При этом при правильном построении колебательной системы удастся обеспечить достаточное подавление высших гармоник на входе следующего кас-

када. Здесь не требуется, чтобы колебательная система обеспечивала высокий КПД, поскольку все вместе взятые предварительные каскады потребляют мощность, значительно меньшую, чем потребляемая одним выходным каскадом. В случае выходных колебательных систем передатчиков добавляются противоречивые требования получения высокой степени фильтрации высших гармоник в нагрузке при сохранении заданной полосы пропускания и максимального КПД, что ведет к заметным усложнениям колебательной системы.

Основными элементами колебательных систем передатчиков являются контурные катушки индуктивностей и конденсаторы. Главная особенность состоит в том, что они работают при больших значениях контурных токов и напряжений между их выводами. Кроме того, междueleктродные емкости лампы и выводы ее электродов на ВЧ входят в общую колебательную систему, т. е. часть колебательной системы располагается внутри лампы. С укорочением волны роль лампы в создании контурной системы возрастает, а ее размеры становятся соизмеримы с длиной волны. Конструкция лампы и выводов ее электродов во многих случаях определяет конструкцию внешней части колебательной системы. На верхних частотах диапазона метровых волн для создания колебательных систем используются отрезки двухпроводных длинных линий. В открытых колебательных системах с укорочением волны возрастают потери из-за излучения мощности, поэтому на нижних частотах диапазона метровых волн и в диапазоне дециметровых волн колебательные системы выполняются в виде объемных резонаторов. Формы резонаторов могут быть различными: цилиндрическими, тороидальными, коаксиальными, радиальными, прямоугольными, полосковыми и т. д. Однако поскольку современные генераторные лампы диапазонов ВЧ и СВЧ имеют коаксиальную конструкцию, то используются, главным образом, коаксиальные, реже прямоугольные резонаторы.

Перечисленные особенности колебательных систем справедливы и для транзисторных генераторов. Однако благодаря низким питающим напряжениям и большим рабочим токам и, как следствие этого, небольшим нагрузочным сопротивлениям (десятки и даже единицы ом) колебательные системы на сосредоточенных LC-элементах удается практически реализовать на частотах примерно до 1000 МГц. При этом емкости транзисторов и индуктивности их выводов являются составными элементами колебательных систем. Высокочастотные и СВЧ транзисторы выполняются с минимальными индуктивностями выводов, в первую очередь общего вывода. С этой целью эмиттерный вывод в схеме с ОЭ или базовый в схеме с ОБ соединяют непосредственно с корпусом прибора. Остальные выводы делают в виде широких полосок. Это позволяет относительно просто компоновать транзистор с другими элементами на печатной плате, в частности с колебательными элементами на основе несимметричных полосковых линий, широко используемых на частотах, начиная с ≈ 300 МГц.

Покажем, как отрезок длинной линии (двухпроводной, коаксиальной, полосковой — симметричной или несимметричной) можно использовать как элемент колебательной системы. Входное сопротивление длинной линии, нагруженной на некоторое комплексное сопротивление $\dot{Z}_n$ (рис. 3.9а),

$$\dot{Z}_{\text{вх}} = (\dot{Z}_n + iW \operatorname{tg} \theta) / [1 + i(\dot{Z}_n W) \operatorname{tg} \theta], \quad (3.11)$$

где W — волновое сопротивление линии; $\theta = 360^\circ (l/\lambda) \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}$ — электрическая длина линии (в градусах); l — физическая длина линии; λ — длина волны; $\epsilon_{\text{эф}}$ — эффективная диэлектрическая проницаемость.

Для практики представляют интерес два частных случая.

1. При $(Z_H/W) \operatorname{tg} \theta \ll 1$ из (3.11) следует

$$\dot{Z}_{вх} \approx iW \operatorname{tg} \theta + \dot{Z}_H \approx i\omega L_{экв} + \dot{Z}_H, \quad (\text{при } \theta < 45^\circ), \quad (3.12)$$

где $L_{экв} = (W/\omega) \operatorname{tg} \theta \approx Wl \sqrt{\epsilon_{эф}}/c$; c — скорость света. Таким образом при относительно низком нагрузочном сопротивлении, боль-

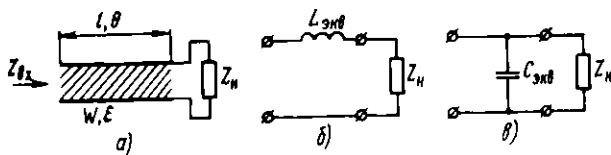


Рис. 3.9

шом волновом сопротивлении и малой длине отрезок длинной линии эквивалентен индуктивности $L_{экв}$ в широком интервале частот (рис. 3.9б).

2. При $(W/Z_H) \operatorname{tg} \theta \ll 1$ из (3.11) следует

$$1/\dot{Z}_{вх} \approx i(\operatorname{tg} \theta)/W + 1/\dot{Z}_H \approx i\omega C_{экв} + 1/\dot{Z}_H \quad (\text{при } \theta < 45^\circ), \quad (3.13)$$

где $C_{экв} = (\operatorname{tg} \theta)/W\omega \approx (l/cW) \sqrt{\epsilon_{эф}}$. Таким образом, при относительно высоком нагрузочном сопротивлении, низком волновом сопротивлении и малой длине отрезок длинной линии эквивалентен емкости $C_{экв}$ в широком интервале частот (рис. 3.9в).

Особенности построения колебательных систем ламповых резонансных генераторов рассмотрим на примере промежуточных (предварительных) каскадов передатчиков. Поскольку здесь не предъявляется высоких требований к фильтрации высших гармоник и КПД, колебательные системы стремятся выполнить как можно проще: упрощаются способы регулировки, устанавливается минимальное число контрольно-измерительных приборов. Пример построения межкаскадной цепи связи приведен на рис. 3.10а при параллельном питании цепи анода по постоянному току. Здесь опущены элементы подстройки и перестройки колебательного LC-контура и показан только элемент регулировки емкостной

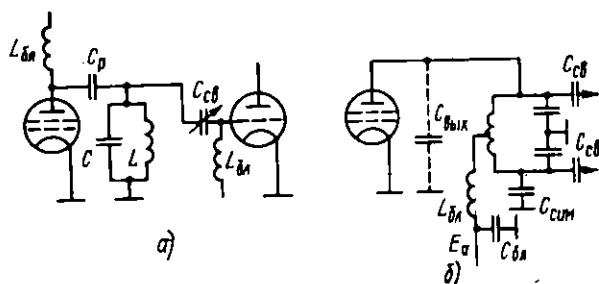


Рис. 3.10

связи $C_{св}$ с нагрузкой — входным сопротивлением следующего каскада. На рис. 3.10б приведена схема для перехода от однотактного каскада к двухтактному. Для получения симметричного противофазного напряжения для возбуждения двухтактного генератора колебательный LC -контур усложнен: конденсатор разделен на два и заземлена средняя точка колебательного контура, а для компенсации влияния выходной емкости лампы включена симметрирующая емкость $C_{сим}$. Напряжение анодного питания подается через блокировочный дроссель $L_{бл}$, подключаемый к средней точке колебательного контура, в которой переменное напряжение в силу симметрии близко к нулю. Поэтому индуктивность дросселя и емкость блокировочного конденсатора $C_{бл}$ можно выбирать в 5—10 раз меньшими, чем это требуется для обычного однотактного генератора при последовательном питании.

Отметим, что в современных ламповых каскадах, как и в транзисторных (см. ниже), межкаскадные цепи строят на П-образных контурах, обеспечивающих лучшую фильтрацию высших гармоник в нагрузке.

Рассмотрим особенности конструкции СВЧ генератора на металлокерамическом триоде по схеме с общей сеткой и эквивалентную электрическую схему, которые представлены на рис. 3.11.

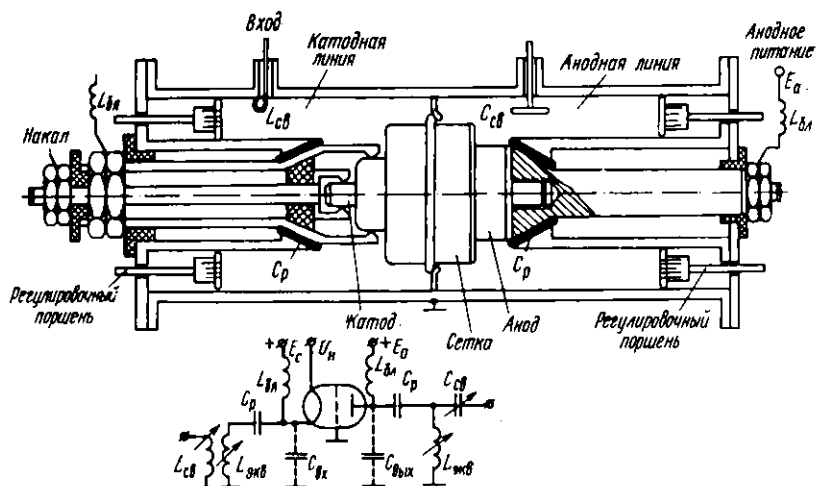


Рис. 3.11

Здесь в качестве индуктивностей входного и выходного колебательного контуров используются отрезки короткозамкнутых коаксиальных линий длиной меньше $\lambda/4$, емкостями являются соответственно входная и выходная емкости лампы. Настройка контуров осуществляется поршнями (изменением длины линий, т. е. изменением эквивалентных индуктивностей $L_{экв}$). Вывод сетки лампы соединен непосредственно с корпусом по ВЧ и по постоянному току. Выводы катода и анода лампы изолированы от кор-

пуска по постоянному току с помощью конусообразных прокладок и диэлектрических втулок. Толщина прокладок выбирается таким образом, чтобы обеспечить, с одной стороны, достаточную электрическую прочность по постоянному току, а с другой, величину разделительной емкости C_p , достаточно большую для прохождения ВЧ колебаний. Высокочастотный сигнал в катодный контур подается через индуктивность связи $L_{св}$, усиленные ВЧ колебания снимаются с анодного контура через емкость связи $C_{св}$.

В транзисторных генераторах колебательные цепи выполняют на основе согласующих Г-, Т- и П-образных цепочек в виде простейших фильтров нижних частот; в продольных ветвях включаются индуктивности, в поперечных — емкости (рис. 3.12). При

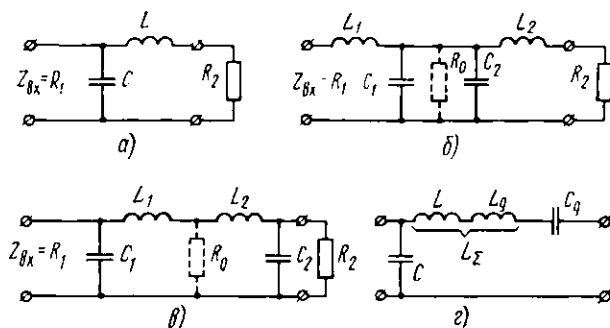


Рис. 3.12

этом обеспечивается лучшая фильтрация высших гармоник, выходные емкости и индуктивности выводов транзисторов сравнительно просто включаются в соответствующие LC-элементы либо образуют отдельные согласующие звенья. Наконец, такие колебательные цепи реализуются как в виде сосредоточенных элементов на частотах до 1...2 ГГц, так и в виде распределенных, на основе отрезков полосковых линий на частотах свыше 300 МГц.

Согласующая Г-образная цепочка (рис. 3.12а) трансформирует активное сопротивление R_2 в сопротивление R_1 на заданной частоте ω . Значения ее реактивных элементов определяются из следующих соотношений:

$$C = (1/\omega R_1) \sqrt{R_1/R_2 - 1}; \quad L = (R_2/\omega) \sqrt{R_1/R_2 - 1},$$

$$R_1 > R_2. \quad (3.14)$$

Следует указать, что при работе транзисторов с отсечкой тока в целях необходимой фильтрации эквивалентная добротность Г-образной цепочки должна быть равна $Q_{экв} = \omega CR_1 > 2 \dots 3$, т. е. $R_1/R_2 > Q_{экв}^2 + 1$.

Согласующие Т- и П-образные цепочки (рис. 3.12б, в) строятся последовательным соединением двух Г-образных цепочек, допускают произвольное соотношение сопротивлений ($R_1 \geq R_2$) и обеспечивают лучшую фильтрацию высших гармоник. Правая це-

почка трансформирует R_2 в некоторое сопротивление R_0 , а левая — R_0 в R_1 .

Пример использования в качестве межкаскадной колебательной цепи двух последовательно включенных Г-образных цепочек приведен на рис. 3.13а. Две цепочки последовательно трансфор-

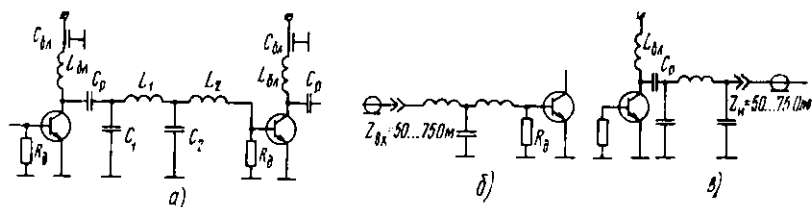


Рис. 3.13

мируют активную составляющую входного сопротивления второго транзистора в оптимальное нагрузочное сопротивление для первого транзистора. При этом реактивная составляющая входного сопротивления второго транзистора учитывается при расчете индуктивности:

$$L_{2 \text{ действ}} = L_{2 \text{ расч}} - x_{\text{вх}}/\omega. \quad (3.15)$$

Аналогично выходная емкость первого транзистора учитывается при расчете емкости:

$$C_{1 \text{ действ}} = C_{1 \text{ расч}} - C_{\text{вых}}, \quad (3.16)$$

где $L_{2 \text{ расч}}$, $C_{1 \text{ расч}}$ — определяются согласно (3.14).

Часто транзисторный генератор (однокаскадный или многокаскадный) выполняется в виде отдельного законченного блока. В этом случае на входе первого транзистора устанавливаются цепочки для согласования с волновым сопротивлением кабеля, подключающего возбудитель, а на выходе последнего транзистора ставят согласующую цепочку для согласования с кабелем, идущим к нагрузке. Примеры построения таких цепочек показаны на рис. 3.13б, в.

С ростом частоты существенную роль начинают играть собственные емкости транзисторов, индуктивности их выводов и монтажа. Одновременно вычисленные индуктивности согласующих цепочек уменьшаются, становятся меньше 10...20 нГ, что затрудняет их практическую реализацию. Можно увеличивать индуктивности до конструктивно выполняемой величины L_e . При этом дополнительную индуктивность $L_{\text{доп}} = L_e - L_{\text{расч}}$ надо скомпенсировать последовательно включенной емкостью $C_{\text{доп}} = 1/\omega^2 L_{\text{доп}}$, настроенной с ней в резонанс (см. рис. 3.12г). Очевидно, что чем больше $L_{\text{доп}}$, тем меньше $C_{\text{доп}}$ и тем более резонансной и узкополосной становится колебательная цепь. Поэтому обычно на частотах >500...700 МГц индуктивности выполняют на отрезках длинных линий согласно (3.12) с относительно высоким волновым сопротивлением, а на частотах >1000 МГц емкости также выпол-

няют на отрезках длинных линий согласно (3.13) с относительно низким волновым сопротивлением. В качестве отрезков длинных линий используют несимметричные полосковые линии. Для этого на металлическом основании крепится фольгированный диэлектрик (ситалл, поликор, кварцевые пластины и др.) толщиной 0,5 ... 2 мм и путем травления на нем оставляют отрезки длинных линий: узкие — с большим волновым сопротивлением ($W \approx 150 \text{ Ом}$) для реализации индуктивностей; широкие — с малым волновым сопротивлением ($W = 10 \dots 20 \text{ Ом}$) для реализации емкостей [3.10].

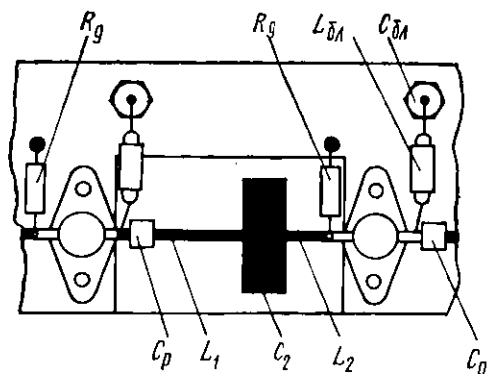


Рис. 3.14

Блокировочные и разделительные конденсаторы выполняют сосредоточенными, специальной конструкции: выводы сделаны непосредственно на корпусе в виде металлизированных полосок. Блокировочные дроссели выполняют сосредоточенными или в виде отрезков линий длиной $\lambda/4$. Из (3.11) следует, что входное сопротивление четвертьволновой короткозамкнутой линии равно бесконечности и поэтому такой дроссель не шунтирует ВЧ цепи на данной частоте ω .

На рис. 3.14 приведен один из возможных примеров конструктивного выполнения межкаскадной цепи, соответствующей электрической схеме на рис. 3.13а. На металлизированном основании укреплены транзисторы, блокировочные $C_{бл}$ и разделительные C_p конденсаторы, блокировочные дроссели $L_{бл}$ и сопротивление R_d , выполненные в виде сосредоточенных элементов, а также фольгированный диэлектрик, на котором выполнены из отрезков длинных линий емкость C_2 и индуктивности L_1 , L_2 . В качестве емкости C_1 используется выходная емкость первого транзистора.

3.3. Автоматическая настройка контуров

При создании автоматизированных, необслуживаемых передатчиков при смене рабочей частоты, вида работы, антенны должны обеспечиваться автоматическая перестройка и настройка контуров, а также автоматическое поддержание режима его работы, колебательной мощности, качественных показателей.

Общие принципы автоматической настройки контуров рассмотрим применительно к ламповым генераторам, в которых, главным образом, используются резонансные колебательные цепи. Системы автоматической настройки контуров делятся на два класса.

1. Системы грубой настройки, при которой орган настройки контура устанавливается в положение, соответствующее резонансу для заданной частоты. Эти системы могут перестраивать контур в широком диапазоне частот, но не обладают необходимой точностью. После исполнения команды в дальнейшем система не реагирует на возможную расстройку контура.

2. Системы точной настройки, которые подстраивают контур после его грубой настройки. Эти системы не обладают диапазоном систем первого класса, но обеспечивают требуемую точность настройки.

Существуют также системы, основанные на совместной работе систем грубой и точной настройки контуров.

Грубую настройку можно осуществлять с помощью следящих систем, частотных датчиков и автоперестройки.

Следящие системы получили широкое применение в автоматизированных широкодиапазонных передатчиках, особенно при совместной работе с системами точной настройки контуров. Их принцип действия иллюстрирует рис. 3.15.

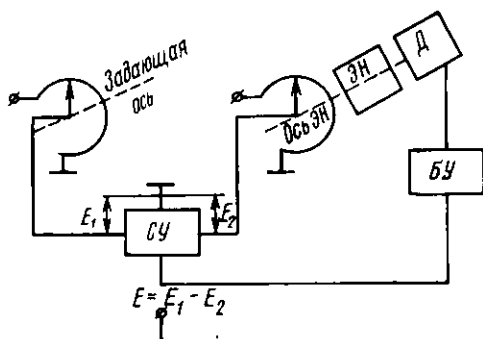


Рис. 3.15

При изменении положения задающей оси согласование ее с положением оси органа механической настройки (МН) нарушается. Напряжения, снимаемые с датчиков положения осей, пропорциональны углам поворота последних. В случае рассогласования ($E_1 \neq E_2$) сигнал ошибки $\Delta E = E_1 - E_2$ поступает на следящий электропривод Д, установленный на оси органа настройки, и изменяет положение органа настройки до полного согласования осей.

В качестве датчиков применяются потенциометры со скользящим контактом и вращающиеся трансформаторы (сельсины). При работе передатчика на нескольких фиксированных частотах применяют переключаемые датчики положения оси по числу фиксированных воли и механические фиксаторы положения органа настройки. Это сокращает время перестройки, но снижает ее точность.

Схема системы с частотным датчиком приведена на рис. 3.16. На оси электродвигателя находятся ротор конденсатора С и элемент настройки контура. От возбуждателя через трансформатор к точкам а—в и б—в подаются на диоды D_1 и D_2 , а напряжения с их выходов складываются. Суммарное выходное напряжение равно $E_{вых}$. Если $1/\omega_1 C \neq R$, то напряжения на диодах D_1 и D_2 различны и электродвигатель вращается до тех пор, пока не будут достигнуты равенства $C_1 = 1/\omega_1 R$ и $E_{вых} = 0$. Точность перестройки контура зависит, главным образом, от степени согласованности законов изменения емкости и изменения положения органа настройки контура (для разных углов поворота электродвигателя).

Системы автоперестройки настраивают контур на максимум напряжения (тока) контура. Они могут выполняться в нескольких вариантах. Рассмотрим только систему с запоминанием. При поступлении сигнала начала перестройки элемент настройки переводится в

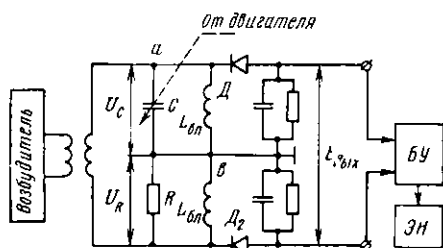


Рис. 3.16

крайнее положение, например соответствующее наиболее низкой частоте, автоматически включаются схемы запоминания и сравнения и двигатель начинает вращаться. В момент резонанса запоминающее устройство отмечает максимальное напряжение на контуре. По достижении другого крайнего положения двигатель автоматически реверсируется и вращается в обратную сторону. При этом напряжение на контуре сравнивается с резонансным, отмеченным в запоминающем устройстве, и при их равенстве двигатель останавливается.

Преимуществом систем следящих и с фазочастотным датчиком является высокая скорость перестройки, недостатком — снижение точности настройки в процессе эксплуатации (при смене ламп, изменении параметров контуров). Наоборот, системы автоперестройки способны учитывать изменения собственной частоты контура при смене ламп и изменении параметров контуров и антенны. Однако скорость перестройки оказывается незначительной даже при переходе на соседнюю частоту, так как перестройка начинается каждый раз из крайних положений. Важным преимуществом следящей системы по сравнению с двумя остальными является возможность перестройки передатчика в «холодном» состоянии.

Среди систем точной настройки широкое применение получила система с фазовым детектором (с фазовым датчиком). Она основана на сравнении фаз напряжений на сетке и аноде лампы резонансного генератора. Разность фаз при настройке составляет 180° . В то же время известно, что нулевое напряжение на выходе фазового датчика соответствует фазовому сдвигу между сигналами 90° . Поэтому для работы фазового датчика необходимо одно из напряжений сдвинуть на 90° . Это достигается применением RC-цепи, как показано в схеме на рис. 3.17. На этом же рисунке представлена векторная диаграмма

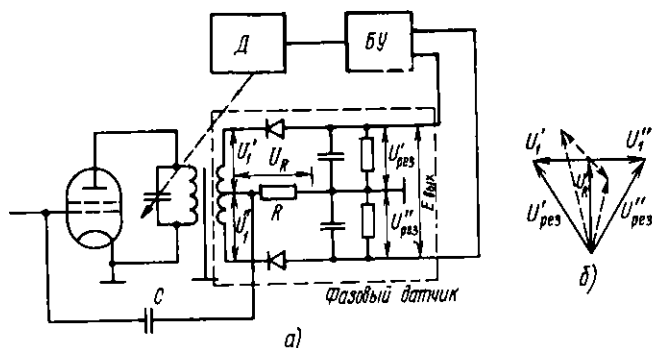


Рис. 3.17

напряжений фазового датчика, соответствующая настройке анодного контура генератора в резонанс; пунктирными линиями показана диаграмма для ненастроенного контура.

Если анодный контур расстроен, то на выходе фазового датчика появляется напряжение $E_{\text{вмх}} > 0$, воздействующее на систему управления двигателем

настройки. При настройке анодного контура напряжение $E_{\text{вых}}$ становится равным нулю и двигатель останавливается. Высокая точность настройки, широкая полоса захвата и слежение за изменением собственной частоты контура обеспечили этой системе широкое применение.

В рассмотренных системах контуры перестраивались и настраивались с помощью электродвигателей или других механических приборов. Собственная частота контура меняется путем изменения его емкости или индуктивности с помощью скользящих контактов. Поэтому время перестройки сравнительно велико (измеряется секундами). Системы с электрическим управлением лишены этих недостатков. В них индуктивность или емкость контура изменяется с помощью управляющего тока или напряжения. Для этой цели используются катушки индуктивности с ферритовыми сердечниками, магнитная проницаемость которых изменяется в широких пределах при изменении подмагничивающего тока. При этом катушки индуктивности могут рассчитываться на большие реактивные мощности, т. е. использоваться в передатчиках большой мощности. Отметим, что переменные емкости — варикапы и вариконды, управляемые напряжением, в передатчиках средней и большой мощности не используются из-за низкой добротности и трудности отвода тепла, рассеиваемого в диэлектрике.

3.4. Широкодиапазонные колебательные цепи генераторов

Во многих радиотехнических системах передатчики работают в широком диапазоне частот. Например, в системах связи и вещания, работающих на дециметровых волнах, требуется быстрая перестройка передатчика в диапазоне от 1,5 до 30 МГц, в системах низовой связи — в диапазоне от 10 до 300 МГц. В диапазоне дециметровых волн требуются усилители мощности (генераторы) с полосой пропускания 220 ... 400 МГц, 500 ... 1000 МГц, 1000 ... 2000 МГц. В таких широкодиапазонных устройствах применение генераторов с резонансными контурами, перестраиваемыми вручную или автоматически, далеко не оптимально. Из-за скользящих контактов перестраиваемые контуры вместе с устройствами автоматизации настройки становятся очень громоздкими и ненадежными элементами. Переход к широкодиапазонным генераторам без резонансных контуров позволяет обойтись без подстроечных и перестроечных элементов. В этом случае смена рабочей частоты передатчика практически сводится только к изменению частоты в его возбудителе, а также к переключению выходного фильтра и к перестройке устройства согласования с антенной. Это упрощает и ускоряет настройку передатчика и в конечном счете повышает его надежность, удешевляет его эксплуатацию. Одновременно переход к широкодиапазонным устройствам позволяет снизить токи и напряжения на реактивных элементах колебательных систем и, следовательно, уменьшить потери в них и их габаритные размеры.

Принято считать широкодиапазонными генераторы с коэффициентом перекрытия по частоте, превышающим два: $K_{\omega} = \omega_{\text{н}}/\omega_{\text{д}} > 2$. При этом колебательные цепи не обеспечивают ослабления высших гармоник в нагрузке. Поэтому в предварительных малоомощных каскадах ЭП работают в режиме класса А, в мощных оконечных каскадах в целях повышения энергетических показателей — в классе В по двухтактной схеме. В обоих случаях

в нагрузке (на входе следующего каскада) обеспечивается достаточно гармоническое напряжение или ток. Возможна также работа ЭП с негармоническими, близкими к прямоугольным импульсами токов и напряжений на входе и выходе, например в ключевом режиме.

При построении широкодиапазонных генераторов входные, выходные и межкаскадные цепи связи должны обеспечивать входное сопротивление, близкое к активному и постоянному, чтобы нагрузка и режим работы ЭП прибором не изменялись в заданном диапазоне рабочих частот: $\Delta\omega = \omega_{\text{в}} - \omega_{\text{н}}$. Для этого цепи связи должны трансформировать нагрузочные сопротивления с учетом междоузелковых емкостей и индуктивностей выводов ЭП. Кроме того, коэффициент передачи цепи связи должен компенсировать неравномерность усиления ЭП по диапазону.

В широкодиапазонных устройствах для трансформации нагрузочных сопротивлений можно применять обычные трансформаторы с магнитной связью между обмотками, широко используемые в усилителях низкой частоты. Полоса пропускания таких трансформаторов ограничена: снизу — индуктивностями намагничивания обмоток L_m , сверху — индуктивностями рассеяния обмоток L_s и паразитными емкостями C_p . Для расширения полосы пропускания необходимо увеличивать L_m и одновременно снижать L_s и C_p . Однако эти требования противоречивы. Рациональным конструированием удастся обеспечить полосу пропускания с коэффициентом перекрытия по частоте до $K_\omega = 10 \dots 30$ на частотах до 30 МГц при сравнительно больших нагрузочных сопротивлениях (от 25 ... 100 Ом до 1 ... 10 кОм). Однако для современных мощных генераторных транзисторов характерны низкие входные и нагрузочные сопротивления — от долей единиц до десятков ом. При этом индуктивности рассеяния обмоток трансформатора не должны превышать единиц и даже долей наногенри (1 нГ = 10^{-9} Г), что практически выполнить невозможно.

Для трансформации относительно малых сопротивлений в диапазоне частот от 1 ... 10 МГц до 100 ... 1000 МГц используют трансформаторы на отрезках длинных линий. В таких трансформаторах индуктивности проводников и паразитные емкости между ними образуют линии с определенным, заранее заданным волновым сопротивлением W . Поэтому при согласованном активном нагрузочном сопротивлении верхняя граничная частота полосы пропускания трансформатора будет определяться только потерями в линиях.

Принцип работы трансформатора, выполненного на отрезках длинных линий, удобно рассмотреть на простейшем примере (рис. 3.18а). На ферритовой

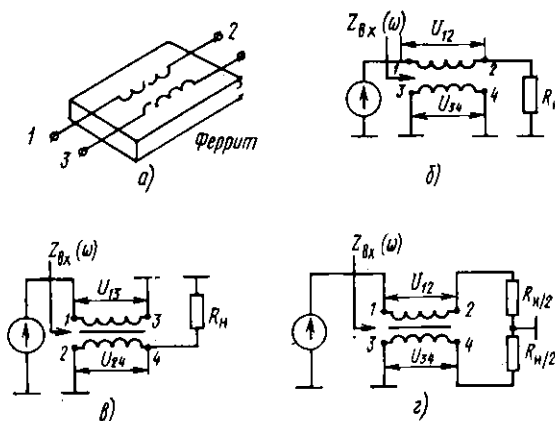


Рис. 3.18

пластине (или торонде) помещается (или наматывается) отрезок линии. Линия может выполняться двухпроводной (в каждом проводе по одному, два и более параллельных или скрученных проводников), в виде концентрического коаксиального кабеля, симметричной или несимметричной полосковой линии. Благодаря ферриту каждый провод и вывод линии имеют по переменному току значительное сопротивление на корпус. Поэтому при соединении с корпусом клемм «вход» и «выход» трансформатора саму линию можно считать практически изолированной от корпуса. Это позволяет при соответствующем соединении с корпусом входных и выходных клемм трансформатора получать синфазное (рис. 3.18б) или противофазное (рис. 3.18в) напряжение на R_n по отношению ко входному напряжению, а также симметричное противофазное напряжение на двух нагрузочных сопротивлениях $R_n/2$ (рис. 3.18г). Во всех трех случаях напряжения на проводниках линий U_{12} и U_{34} оказываются различными. В схеме на рис. 3.18б линию можно не изолировать от корпуса. В схемах на рис. 3.18в, г напряжения на проводниках соответственно равны U_r и $U_r/2$. Поэтому здесь линии необходимо помещать на изоляторе — ферритовом кольце или пластине (на рис. 3.18 в, г условно показанных в виде черты), так чтобы были достаточно большими индуктивности каждого провода 1—2 и 3—4 (эквивалентные индуктивности намагничивания обычных трансформаторов).

Трансформация напряжений с $K_U = U_n/U_r = 1$ в широком диапазоне частот возможна только при согласованном активном нагрузочном сопротивлении, равном волновому сопротивлению линии:

$$Z_n(\omega) = R_n = W. \quad (3.17)$$

При этом модуль коэффициента трансформации $|K_U| = 1$ в широкой полосе частот и трансформатор вносят только фазовый сдвиг на 0:

$$K_U = U_n/U_r = \exp(i\theta). \quad (3.18)$$

При выполнении условия (3.17) одновременно будет активным и постоянным входное сопротивление линии:

$$Z_{вх}(\omega) = W = R_n. \quad (3.19)$$

Из (3.11) следует, что при рассогласовании линии ($Z_n(\omega) \neq W$), в том числе и при нагрузке активной, но не равной волновому сопротивлению ($R_n \neq W$), входное сопротивление линии $Z_{вх}(\omega)$ не будет равно W . Значение входного сопротивления будет зависеть от электрической длины линии θ , т. е. от частоты ω . Следовательно, и коэффициент трансформации по модулю будет отличаться от единицы и также будет зависеть от частоты ω . Чтобы в некоторой степени уменьшить влияние рассогласования нагрузки $Z_n(\omega) \neq W$, ограничивают длину линий так, чтобы при работе на верхней рабочей частоте ω_n (т. е. на самой короткой волне диапазона λ_n) электрическая длина l_n линии была значительно меньше четверти длины волны:

$$l_n \ll \lambda_n/4. \quad (3.20)$$

Частотные ограничения снизу для трансформатора на отрезках линий обусловлены неидеальной изоляцией входных и выходных клемм относительно корпуса. Сопротивление изоляций оказывается индуктивным и определяется в примерах на рис. 3.18в, г индуктивностями проводников 1—2 и 3—4. Необходимо, чтобы эти сопротивления были значительно больше нагрузочных сопротивлений $R_{вх}$ и R_n на самой низкой частоте рабочего диапазона. Для трансформатора на рис. 3.18в

$$\omega_n L_{12} \gg R_{вх}; \quad \omega_n L_{34} \gg R_n. \quad (3.21)$$

Для трансформатора на рис. 3.18г ограничения менее жесткие, однако с некоторым запасом можно использовать условия (3.21).

Нетрудно увидеть, что требования (3.20) и (3.21) противоречивы: для расширения частотного диапазона в сторону высоких частот необходимо уменьшать длину линии, в то время как для расширения частотного диапазона в сторону низких частот надо увеличивать длину, чтобы возросли индуктивности L_{12} и L_{34} . Эти противоречия в значительной степени устраняют, используя ферритовую пластину или кольцо, на котором располагается линия. Применяя

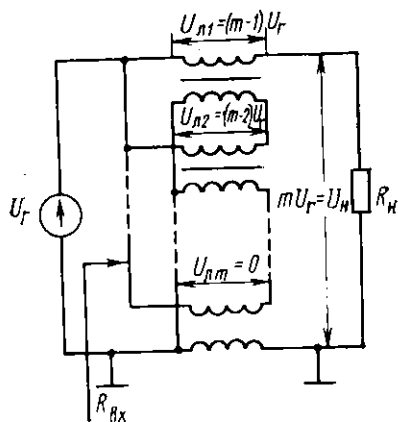


Рис. 3.19

феррит с большой величиной магнитной проницаемости μ , можно при малой длине линии получить большие значения индуктивностей L_{12} и L_{34} . Заметим, что феррит оказывает влияние только на низких частотах $\omega \rightarrow \omega_n$, на которых трансформатор на отрезках линий на рис. 3.18а, з «вырождается» в трансформатор с магнитной связью между обмотками 1—2 и 3—4.

При построении трансформатора с коэффициентом трансформации, отличным от 1, используют m линий, включая их параллельно и последовательно по входу и по выходу в различных комбинациях. Большей частью линии с одинаковыми волновыми сопротивлениями W включают параллельно с одной стороны и последовательно с другой (рис. 3.19). В этом случае для согласования линий необходимо обеспечивать следующие соотношения между волновыми и нагрузочными сопротивлениями:

$$R_{Вх} = W/m; R_{Н} = mW \text{ или } W = \sqrt{R_{Вх} R_{Н}}. \quad (3.22 \text{ а}); (3.22 \text{ б})$$

При этом модуль коэффициента трансформации напряжения не будет зависеть от частоты:

$$|K_U| = |\dot{U}_N / U_T| = m. \quad (3.23)$$

Из (3.22а) следует, что коэффициент трансформации сопротивлений дисперсионный:

$$R_{Н}/R_{Вх} = m^2 \approx 1, 4, 9, 16, \dots \quad (3.24)$$

В трансформаторе, схема которого приведена на рис. 3.19, при несимметричном включении относительно корпуса нагрузочных сопротивлений $R_{Вх}$ и $R_{Н}$ оказываются различными напряжения на линиях. Если на m -й линии напряжение $U_{Лm} = 0$ и ее можно устанавливать без феррита, то на последующих линиях напряжение растет, достигая максимального значения на первой линии: $U_{Л1} = (m-1)U_T$. Чтобы на низких частотах эквивалентные индуктивности проводников каждой из линий, пересчитанные к входным или выходным клеммам трансформатора, были одинаковыми, необходимо либо пропорционально напряжениям на линиях $U_{Лi}$ увеличивать магнитную проницаемость и сечение ферритовых сердечников, либо увеличивать число витков и длину линий. В последнем случае появляются неодинаковые фазовые сдвиги в линиях, что приводит к росту частоты к отклонению модуля коэффициента трансформации $|K_U|$ от m . По этой причине обычно ограничиваются небольшими значениями коэффициентов трансформации, несильно отличающимися от единицы.

В трансформаторе на рис. 3.19 на нижней m -й линии отсутствует продольное напряжение $U_{Лm} = 0$, и ее нижний проводник соединен с корпусом с обоих концов. Нижний проводник можно исключить совсем, если одновременно закоротить и верхний проводник m -й линии. Поясним это на примере для случая $m=2$. На рис. 3.20 а приведена схема трансформатора на двух линиях с коэффициентом трансформации $|K_U| = 2$ или $m^2 = R_{Н}/R_{Вх} = 4$. Здесь можно исключить нижнюю линию, если одновременно соединить накоротко выводы 1 и 4 у верхней линии, как показано на рис. 3.20б. Конструктивно верхнюю линию скручивают в кольцо либо наматывают на ферритовом торе, так чтобы выводы 1 и 4 были рядом (рис. 3.20в). Таким образом, трансформацию сопротивлений в 4 раза обеспечивает одна линия с волновым сопротивлением $W = \sqrt{R_{Н} R_{Вх}}$. Заметим, что на низких частотах ($\omega \rightarrow \omega_n$) такой трансформатор эквивалентен обычному автотрансформатору (рис. 3.20г).

Возможность сокращения числа линий на одну имеет два серьезных недостатка. Во-первых, исключение линий изменяет фазовый сдвиг между напряжениями U_1 и U_2 и делает модуль коэффициента трансформации $|K_U|$ зависимым от частоты. Во-вторых, необходимо начало и конец остальных $m-1$ ли-

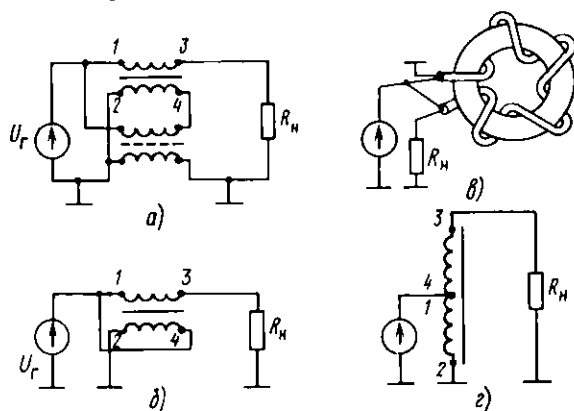


Рис. 3.20

ний (вход и выход трансформатора) приближать друг к другу, что трудно осуществить конструктивно и неудобно при построении широкодиапазонных каскадов.

Теперь рассмотрим особенности построения ламповых генераторов с широкодиапазонной нагрузкой. Такие генераторы выполняются на частотах до 30...60 МГц. Основные трудности в их построении связаны с выходной емкостью лампы, которая шунтирует относительно высокоомную анодную нагрузку. Уменьшение же сопротивления анодной нагрузки ведет к снижению колебательной мощности, КПД, а также и коэффициента усиления по мощности генератора. При этом аналогичное шунтирование входной емкостью лампы следующего каскада, пересчитанной к анодной цепи лампы данного каскада, оказывается значительно меньшим. Индуктивности выводов и инерционность лампы незначительно сказываются на частотах до 30...60 МГц, и их обычно не учитывают при проектировании широкодиапазонных генераторов.

На частотах до 5...10 МГц мощные широкодиапазонные генераторы строят, как обычные ламповые видеоусилители, т. е. необходимая анодная нагрузка создается включением некоторых активных сопротивлений в межкаскадные цепи. Для лучшей компенсации шунтирующего действия входных и выходных емкостей ламп включают корректирующие индуктивности, которые вместе с ними образуют апериодические контуры либо простейшие ФНЧ. В оконечном каскаде необходимая нагрузка создается включением специальных фильтрующих цепей и устройства согласования с антенной (см. § 3.5).

На частотах до 30...60 МГц используют генераторы на усилителях с распределенным усилением (УРУ). Одна из возможных схем такого генератора представлена на рис. 3.21. Усиливаем-

мый сигнал подается на вход сеточной линии задержки, составленной из элементов L_c , C_c с волновым сопротивлением W_c . На конце линия нагружена на согласованное сопротивление ($R_c = W_c$), и в ней устанавливается режим бегущей волны. Лампы

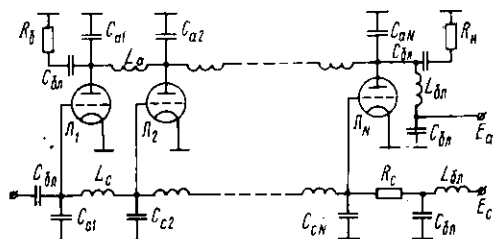


Рис. 3.21

усиливают входной сигнал, распространяющийся по линии, и усиленные колебания складываются в анодной линии задержки, составленной из элементов L_a , C_a с волновым сопротивлением W_a , нагруженной на согласованное сопротивление ($R_n = W_a$). В обеих линиях скорости распространения сигнала выбираются одинаковыми, поэтому напряжения, усиленные всеми лампами, на выходном сопротивлении R_n оказываются синфазными и складываются. По анодной цепи распространяется также обратная волна в сторону балластного сопротивления R_6 . Обратные волны от всех ламп приходят к R_6 в различных фазах и поэтому полностью (или частично) компенсируются.

В качестве емкостей линий задержек используются входные и выходные емкости ламп. При заданной граничной частоте эти емкости определяют волновые сопротивления линий задержек $W = (1,3 \dots 1,4) / \pi \omega_b C$, т. е. значение нагрузочных сопротивлений R_c и R_n , и энергетические характеристики генератора. Важным достоинством генератора, построенного по такому принципу, является высокая надежность. Если число ламп велико, то при выходе из строя даже нескольких ламп коэффициент усиления и выходная мощность меняются мало. Однако замыкание между электродами одной из ламп может вывести из строя весь генератор.

Переменное напряжение на анодах ламп различно и максимально на последней. Поэтому если у последней лампы выбирается критический или близкий к нему режим, то все остальные лампы будут работать в недонапряженном режиме. Поэтому КПД всего генератора получается ниже, чем если бы лампы были включены параллельно друг другу. Для повышения КПД разработаны специальные схемы с неоднородными линиями задержки, у которых W изменяется по длине. Применяют также двухтактные схемы, в которых лампы могут работать не в режиме А, а в режиме класса В [3.12].

Транзисторные генераторы с широкодиапазонной нагрузкой используются на частотах до 1000 МГц и выше. Их построение су-

шественно отличается от ламповых. Благодаря относительно низкому нагрузочным сопротивлениям шунтирующее действие выходной (коллекторной) емкости транзистора сказывается только на частотах выше 50 МГц. В то же время из-за низких нагрузочных и, главным образом, входных сопротивлений сильно сказываются индуктивности выводов и, в первую очередь, базового или эмиттерного вывода (индуктивность входного электрода). Наконец, практически уже на частотах выше 10 МГц необходимо учитывать инерционность транзистора — снижение его коэффициента усиления с ростом частоты. По этим причинам при построении транзисторных широкодиапазонных генераторов практически не используют УРУ, как в ламповой технике, а межкаскадные цепи связи строят с применением широкодиапазонных трансформаторов и дополнительных LCR -элементов, корректирующих АЧХ генератора.

При построении выходной коллекторной цепи широкодиапазонного транзисторного генератора оценивают коэффициент

$$\alpha_1 = \omega_b C_K R_s = \omega_b C_1 R_n, \quad (3.25)$$

характеризующий шунтирующее действие коллекторной емкости (рис. 3.22). При $\alpha_1 < 0,1 \dots 0,2$ с влиянием емкости C_K можно не считаться. При большем значении α_1 для компенсации шунтирующего

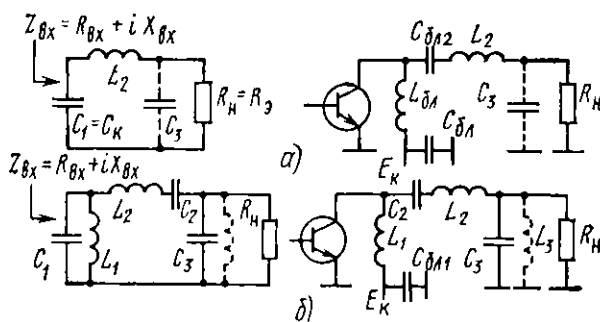


Рис. 3.22

действия включают один-два дополнительных реактивных элемента (индуктивность L_2 и емкость C_3), т. е. образуют двух-, трехзвенный ФНЧ, как показано на рис. 3.22а. Данному значению α_1 соответствуют вполне определенные оптимальные значения коэффициентов $\alpha_2 = \omega_b L_2 / R_n$ и $\alpha_3 = \omega_b C_3 R_n$, характеризующие нормированные значения L_2 и C_3 , которые табулируются [3.8]. При этом в полосе пропускания от 0 до ω_b обеспечивается наименьшее отклонение $\Delta Z = \Delta Z_{min}$ входного сопротивления фильтра от $Z_{bx} = R_s = R_n$ (рис. 3.23). Очевидно, что чем больше будет α_1 , тем больше будет ΔZ_{min} . Если $\alpha_1 > 0,5 \dots 1,0$, необходимо либо уменьшать нагрузочное сопротивление R_s (при заданных ω_b и C_K), либо при небольших коэффициентах перекрывания по частоте $K_\omega < 3 \dots 5$ переходить к полосовому фильтру. В случае полосовой цепи (см. рис. 3.22б)

$$\alpha_1 = (\omega_b - \omega_n) C_K R_s = (\omega_b - \omega_n) C_1 R_n. \quad (3.26)$$

Сравнивая (3.25) и (3.26), видим, что переход к полосовому фильтру позволяет уменьшить α_1 в $\omega_B/(\omega_B - \omega_H) = 1/(1 - 1/K_\omega)$ раз и, значит, обеспечить меньшие отклонения ΔZ в полосе частот от $\omega_H > 0$ до ω_B . Для полосовой цепи соответственно $L_2 = \alpha_2 \frac{R_H}{\omega_B - \omega_H}$; $C_3 = \frac{\alpha_3}{(\omega_B - \omega_H) R_H}$, где α_2 и α_3 берутся из таблиц для α_1 , заданного (3.26). Дополнительные элементы L_1 , C_2 и L_3 , образующие с соот-

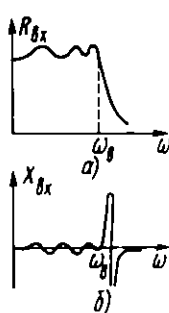


Рис. 3.23

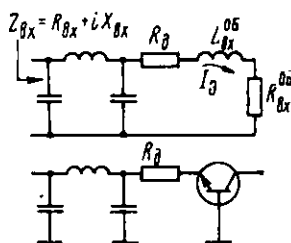


Рис. 3.24

ветствующими C_1 , L_2 и C_3 параллельные и последовательные контуры, определяются из условия настройки в резонанс на частоте $\omega_0 = \sqrt{\omega_H \omega_B}$.

Отметим, что переход к полосовой цепи не усложняет, а даже упрощает построение генератора (см. рис. 3.22), так как вместо блокировочных элементов $L_{6,1}$ и $C_{6,2}$ устанавливаются L_1 и C_2 со значительно меньшими номиналами. Кроме того, известно, что в полосовой цепи можно осуществлять дополнительную трансформацию сопротивления ($R_s \neq R_H$), не ухудшая ее характеристик [3.7, 3.8].

При построении входных цепей генератора на транзисторе с ОБ практически во всем диапазоне частот [до $f = (0,3 \dots 0,5)f_\alpha$] можно не считаться с уменьшением модуля коэффициента усиления по току $\alpha(\omega)$. При этом вход транзистора можно представить последовательным соединением сопротивления $R_{вх}^{ОБ}$ и индуктивности $L_{вх}^{ОБ}$, через которые в заданной полосе частот $\Delta\omega = \omega_B - \omega_H$ должен протекать входной ток с постоянной амплитудой $I_{вх} = I_\Sigma$. Тогда входная цепь генератора может также строиться в виде ФНЧ, для которого нагрузочным сопротивлением является $R_{вх}^{ОБ}$, а последним реактивным элементом $L_m = L_{вх}^{ОБ}$. Величину реактивного сопротивления индуктивности L_m оценивают коэффициентом

$$\alpha_m = \omega_B L_{вх}^{(ОБ)} / R_{вх}^{(ОБ)} = \omega_B L_m / R_H. \quad (3.27)$$

Для данного α_m находят табулированные значения $\alpha_1, \dots, \alpha_{m-1}$ нормированных величин остальных LC -элементов фильтра, при которых обеспечивается наименьшее отклонение входного сопротивления $\Delta Z \rightarrow \Delta Z_{\min}$ от $Z_{\text{вх}} = R_{\text{вх}} = R_{\text{вх}}^{\text{ОБ}}$ [3.8]. Так как при $\alpha_m > 0,5 \dots 1,0$ величина $\Delta Z_{\min}$ оказывается слишком большой, вводят дополнительное сопротивление $R_{\text{доп}}$ (рис. 3.24) для уменьшения $\alpha_m = \omega_b L_{\text{вх}}^{\text{ОБ}} / (R_{\text{вх}}^{\text{ОБ}} + R_{\text{доп}})$ до $0,5 \dots 1,0$. Отметим, что включение $R_{\text{доп}}$ снижает усиление данного каскада в $(1 + R_{\text{доп}}/R_{\text{вх}}^{\text{ОБ}})$ раз. При небольших коэффициентах перекрытия по частоте $K_\omega < 3$ заметно понизить α_m можно при переходе к полосовой цепи (как при построении выходных цепей генератора). Кроме того, в полосовой цепи можно осуществлять дополнительную трансформацию сопротивлений [3.7, 3.8] и тем самым повышать входное сопротивление по сравнению с $R_{\text{вх}}^{\text{ОБ}} + R_{\text{доп}}$. Для увеличения входного сопротивления при $K_\omega < 2$ входную цепь также выполняют в виде ФНЧ трансформатора, который представляет собой последовательное соединение нескольких Γ -образных цепочек, как обычный ФНЧ с четным числом LC -элементов [3.8]. Однако ФНЧ трансформаторы обеспечивают трансформацию сопротивлений в полосе частот от $\omega_n > 0$ до ω_n . В тех случаях, когда необходима значительная трансформация сопротивлений (более чем в 5 раз) в широкой полосе частот (при $K_\omega > 5$), включают дополнительные трансформаторы, например на отрезках длинных линий. При построении межкаскадной цепи ее входное сопротивление должно быть равно R_z первого транзистора, а емкость C_k и индуктивность L_k транзистора являются элементами этой цепи (или включаются в нее).

Аналогичное построение входных и межкаскадных цепей при включении транзисторов с ОЭ возможно только на относительно низких частотах $\omega < (0,3 \dots 0,5)\omega_b$, на которых можно пренебречь частотной зависимостью модуля коэффициента усиления по току $\beta(\omega)$. При $\omega_n > (0,3 \dots 0,5)\omega_b$ цепи связи строятся по-другому (рис. 3.25). Входная цепь второго транзистора компенсирует снижение

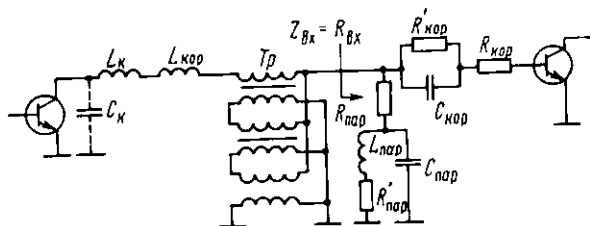


Рис. 3.25

модуля его коэффициента усиления по току $\beta(\omega)$ в зависимости от частоты (с помощью корректирующих элементов $R_{\text{кор}}, R'_{\text{кор}}, C_{\text{кор}}$), а также создает активное входное сопротивление $Z_{\text{вх}}(\omega) = R_{\text{вх}}$ (элементы $R_{\text{пар}}, L_{\text{пар}}, R'_{\text{пар}}$ и $C_{\text{пар}}$). Выходная цепь первого транзистора обеспечивает заданное напряжение $U_{\text{вх}}(\omega) \approx \text{const}$ в рабо-

чей полосе частот и может представлять собой ФНЧ, основными элементами которого являются выходная емкость и индуктивность вывода первого транзистора.

3.5. Выходные колебательные цепи

Каждому каналу связи, а следовательно, и передатчику отводится определенный спектр частот. Этот спектр частот является основным, полезным. Все колебания, выходящие за его пределы, являются побочными. Имеется много причин для образования в передатчике побочных колебаний. Однако основной причиной является работа ЭП с отсечкой тока, из-за чего в его выходном токе содержатся высшие гармонические составляющие ($k\omega$). Через элементы выходной колебательной цепи передатчика протекают токи высших гармоник, и при некоторых условиях мощность, развиваемая высшими гармониками в антенне (фидере), может достичь ощутимых величин. Рост числа линий радиосвязи, радиовещания и телевидения вынуждает предъявлять жесткие требования к уровню мощности побочных излучений. Во избежание образования помех соседним каналам связи, а также телевизионному приему установлены международные и всесоюзные нормы на мощность побочных излучений [3.9]. В зависимости от диапазона частот и уровня мощности $P_{\text{в}}$ на основных частотах оговаривается допустимое значение мощности побочных излучений — абсолютное $P_{\text{п.доп}}$ либо относительное, выраженное в децибелах: $10 \lg(P_{\text{п.доп}}/P_{\text{в1}})$ (см. табл. 3.1). Отметим, что в отдельных случаях допускаются заметные отклонения от этих норм как в меньшую, так и в большую сторону.

Таблица 3.1

Диапазон частот, МГц	Мощность на основных частотах P , кВт	Допустимая величина мощности побочных излучений	
		абсолютная $P_{\text{п.доп}}$, мВт	относительная $10 \lg \frac{P_{\text{п.доп}}}{P}$, дБ
<30	$\begin{matrix} <0,5 \\ 0,5 \dots 50 \\ \geq 50 \end{matrix}$	<50	<-40
			<-60
30 ... 235	$\begin{matrix} <0,025 \\ 0,025 \dots 1 \\ >1 \end{matrix}$	<0,025	<-40
		<1	<-60
235 ... 470	<0,025	<0,025	
235 ... 960	$\begin{matrix} 0,025 \dots 20 \\ >20 \end{matrix}$	<20	<-60

Таким образом, к выходной колебательной цепи передатчика помимо трансформации нагрузочного сопротивления (входного сопротивления фидера или антенны) в оптимальное сопротивление R_0 на частоте первой гармоники в полосе пропускания предъявляются высокие требования по обеспечению заданного ослабления (фильтрации) высших гармоник, создающих внеполосные излучения. Основные трудности в построении выходной цепи состоят в том, что эта цепь является фильтром, который работает при относительно высоких уровнях токов и напряжений, а следовательно, она должна вносить малые потери мощности, т. е. обеспечивать высокий КПД, под которым понимается отношение мощности в нагрузке к мощности на входе колебательной системы, отдаваемой ЭП на основной частоте: $\eta_{\Phi} = P_{\text{н1}}/P_{\text{в1}} = P_{\text{н1}}/P_1$.

Фильтрующие свойства колебательной цепи на частоте k -й гармоники можно оценить коэффициентом фильтрации по току или по напряжению (рис. 3.26):

$$\Phi_{kI} = I_{вхk}/I_{нk} \text{ или } \Phi_{kU} = U_{вхk}/U_{нk}. \quad (3.28)$$

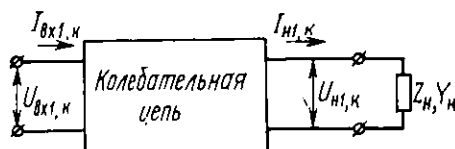


Рис. 3.26

Обычно коэффициент фильтрации выражают в децибелах:

$$a_{\Phi I} = 20 \lg \Phi_{kI} \text{ или } a_{\Phi U} = 20 \lg \Phi_{kU}. \quad (3.29)$$

Из расчета режима работы ЭП известна величина тока или напряжения k -й гармоники, поступающей на вход колебательной системы — $I_{вхk}$ или $U_{вхk}$. С другой стороны, амплитуда тока $I_{нk}$ или напряжения $U_{нk}$ k -й гармоники на выходе колебательной системы определяется из допустимой мощности k -й гармоники $P_{k \text{ доп}}$:

$$I_{нk \text{ доп}} = \sqrt{2 P_{k \text{ доп}} / \operatorname{Re} Z_{нk}} \text{ или } U_{нk \text{ доп}} = \sqrt{2 P_{k \text{ доп}} / \operatorname{Re} Y_{нk}}, \quad (3.30)$$

где $\operatorname{Re} Z_{нk}$ или $\operatorname{Re} Y_{нk}$ — действительная составляющая сопротивления или проводимости нагрузки (фидера, антенны) на частоте k -й гармоники. Отсюда можно определить допустимый коэффициент фильтрации

$$\Phi_{kI \text{ доп}} = I_{вхk} / I_{нk \text{ доп}} \text{ или } \Phi_{kU \text{ доп}} = U_{вхk} / U_{нk \text{ доп}}. \quad (3.31)$$

Очевидно, что коэффициент фильтрации колебательной цепи (3.28) должен быть больше или равен допустимому (3.31).

Простейшая колебательная цепь в виде одного контура не позволяет обеспечить высокую степень фильтрации и одновременно широкую полосу пропускания и большой КПД. Противоречивость этих требований частично разрешается переходом к двух-, трехконтурным и более сложным цепям, в которых можно сформировать более прямоугольную амплитудно-частотную характеристику. Кроме того, поскольку требуется отфильтровывать только высшие гармоники, колебательную цепь целесообразно строить в виде ФНЧ, когда в продольных ветвях стоят индуктивности, а в поперечных — емкости. Это, при прочих равных условиях, позволяет снизить контурные токи и напряжения, а также уменьшить потери. Такая цепь представляет собой последовательное соединение нескольких Г-, Т- и П-образных цепочек. В частности, в ламповых передатчиках очень распространенным видом колебательной цепи является П-образный контур, который содержит всего одну индуктивность (рис. 3.27а). Фильтрующие свойства контура зависят от его параметров и нагрузки.

Загрузка передатчика является нормальной, когда трансформированное ко входу контура сопротивление нагрузки равно оптимальному сопротивлению R_0 для ЭП. Обычно антенна подклю-

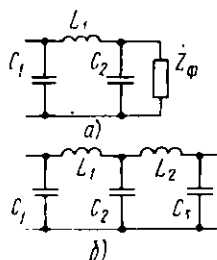


Рис. 3.27

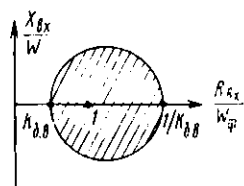


Рис. 3.28

чается к выходу передатчика с помощью фидера. Коэффициент бегущей волны в фидере $K_{б.в} < 1$. Взаимосвязь между реактивной и активной составляющими входного сопротивления фидера характеризуется круговой диаграммой (рис. 3.28). Экстремальные значения входного сопротивления фидера, т. е. $R_{вх\ min} = W_{\phi} K_{б.в}$ и $R_{вх\ max} = W_{\phi} / K_{б.в}$, являются наиболее трудными для согласования с передатчиком. Допустим, что фидер (Z_{ϕ}) подключен непосредственно к П-образному контуру (см. рис. 3.27а). Тогда трансформация сопротивлений осуществляется с помощью емкостей C_2 и C_1 . Для экстремальных значений Z_{ϕ} имеем

$$R_{вх} \approx (K_{б.в} W_{\phi} \dots W_{\phi} / K_{б.в}) a^2, \quad (3.32)$$

где $a = C_2 / C_1$ — отношение емкостей.

Таким образом, должна существовать возможность регулирования коэффициента трансформации a (для достижения оптимальной загрузки передатчика, т. е. $R_{вх} = R_0$). Отметим, что на практике часто встречаются более сложные системы регулирования трансформации сопротивления нагрузки. Так, например, часто включается переменная емкость между выходом П-образного контура и нагрузкой. Следует также учесть, что коэффициент бегущей волны на гармониках $K_{б.вн}$ отличается от $K_{б.в}$ (обычно $K_{б.вн} \ll 1$). Это означает, что коэффициент фильтрации непостоянен и зависит от сопротивления нагрузки на частотах гармоник $Z_{\phi н}$. Не вдаваясь в подробности, укажем, что коэффициент фильтрации обратно пропорционален волновому сопротивлению контура ρ . Однако, чем меньше ρ , тем меньше индуктивность L , больше емкости C_1 и C_2 П-образного контура, тем больше реактивные токи и поэтому ниже его КПД. Одновременно сужается полоса пропускания, что существенно, например, для передатчиков ДВ и СВ диапазонов. В то же время в передатчиках КВ и УКВ диапазонов возникают трудности при практической реализации индуктивности L малой величины при сохранении ее высокой добротности. В частности, при работе контура от лампового генератора на тетроне в недонапряженном режиме коэффициент

фильтрации по току, полоса пропускания и КПД контура определяются следующими соотношениями:

$$\left. \begin{aligned} \Phi_{I_k} &= \sqrt{\left[1 - \frac{(1+a)k^2}{a}\right]^2 + \left[\frac{(1+a)^2 k (k^2-1) R_{IIk}}{a \rho}\right]^2}; \\ \frac{\Delta \omega}{\omega} &= \frac{\sqrt{1-M^2}}{M} \frac{1}{Q_{II}}; \\ \eta_{\Phi} &= \frac{P_{н1}}{P_{вх1}} = 1 - \frac{(1+a)^2}{a^2} \frac{R_3}{\rho Q_{x.x}} = \\ &= 1 - \frac{(1+a)^2}{a^2} \frac{Q_{II}}{Q_{x.x}}, \end{aligned} \right\} (3.33)$$

где M — допустимый коэффициент частотных искажений; $Q_{II} = R_3/\rho$ — добротность нагруженного контура; $Q_{x.x}$ — добротность ненагруженного контура.

По причинам, отмеченным выше, однозвенный П-образный контур обычно обеспечивает коэффициент фильтрации по току $\Phi_I \approx 20 \dots 30$. При более высоких требованиях к фильтрации применяют двозвенный П-образный контур, который содержит две индуктивности и три емкости (см. рис. 3.27б). Для оценки его фильтрующих свойств можно использовать коэффициент фильтрации для П-образного контура (3.33) и добавить множитель $1 - [(1+a_2)/a_2]k^2$, где $a_2 = C_1/C_3$.

Для сравнения однозвенного и двозвенного П-образных контуров на рис. 3.29 построена зависимость КПД от коэффициента фильтрации по току при $k=2$, $Q_{x.x}=250$ при разных значениях $Z = W_{\Phi}/\rho$ и равных коэффициентах трансформации нагрузочного сопротивления. Эти графики показывают, что с применением

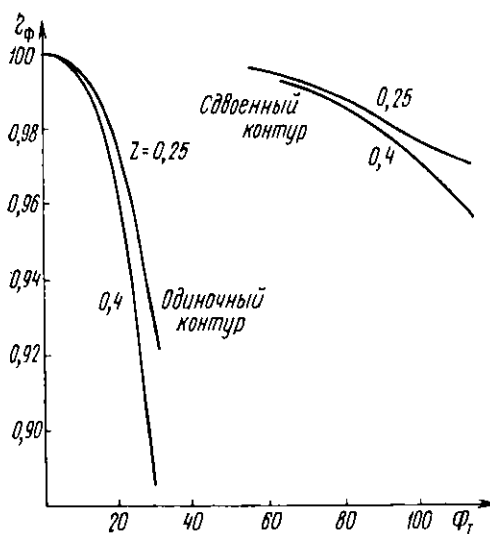


Рис. 3.29

сдвоенного П-образного контура можно получить коэффициент фильтрации по току, второй гармоники до 100 ... 120 при КПД контура до 0,9 ... 0,95.

В узкодиапазонных передатчиках, в частности работающих на одной или нескольких фиксированных частотах $\omega = \text{const}$, можно значительно повысить коэффициент фильтрации высших гармоник, включая в колебательную цепь дополнительные контуры — так называемые «фильтр-дырки» (рис. 3.30а) или «фильтр-пробки» (рис. 3.30б), настраиваемые точно на частоту k -й гармоники (обычно ограничиваются фильтрами на более интенсивные вторую и третью гармоники).

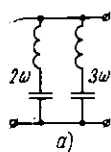


Рис. 3.30

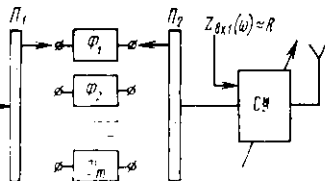
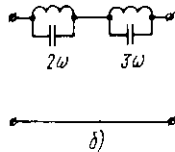


Рис. 3.31

В широкодиапазонных передатчиках применение многорезонансных цепей требует согласованной перестройки их элементов, что оказывается сложным и нецелесообразным. Возможно другое решение, исключающее трудоемкую ручную или сложную автоматическую перестройку колебательной цепи. Для этого на выходе передатчика включают m переключаемых фильтров на отдельные поддиапазоны. На рис. 3.31 показана структурная схема такого устройства. Оно содержит два переключающих устройства Π_1 , Π_2 , или реле и только одно перестраиваемое согласующее устройство (СВ), обеспечивающее необходимое значение сопротивления нагрузки $Z_H(\omega) \approx R \approx \text{const}$ на основной частоте при перестройке по частоте, при смене антенны.

Рассмотрим особенности построения переключаемых фильтров. Проектируются они на заданную неравномерность АЧХ в полосе пропускания от $\omega_{н1}$ до $\omega_{в1}$ (обычно по величине затухания $\Delta\alpha < 0,1$ дБ) и заданный коэффициент фильтрации a_Φ в полосе задерживания $\omega \geq 2\omega_{н1}$ (исходя из условия фильтрации высших гармоник, начиная со второй). По этой причине коэффициент перекрытия по частоте i -го фильтра не может превышать двух ($K_{\omega i} < 2$). По мере приближения $K_{\omega i}$ к двум, т. е. $\omega_{в1}$ к $2\omega_{н1}$, переходная область между полосами пропускания и задерживания (от $\omega_{в1}$ к $2\omega_{н1}$) сужается, что при заданных значениях $\Delta\alpha$ и a_Φ требует резкого усложнения (увеличения числа элементов) фильтра. Как показывают расчеты, при заданных значениях $\Delta\alpha$, a_Φ и $K_{\omega i}$ наилучшие характеристики по массо-габаритным показателям обеспечивают так называемые ФНЧ Кауэра, в которые включаются фильтр-пробки или фильтр-дырки, настроенные на определенные частоты полосы задерживания. Схемы таких филь-

тров и их АЧХ показаны на рис. 3.32. Оптимальный коэффициент перекрытия по частоте $K_{\omega f} \approx 1,8 \dots 1,9$, т. е. достаточно близок к предельно возможному ($K_{\omega f} = 2$). При заданном коэффициенте перекрытия по частоте передатчика $K_{\omega n} = \omega_B / \omega_H$ и известном $K_{\omega f}$ можно определить число переключаемых фильтров: $m =$

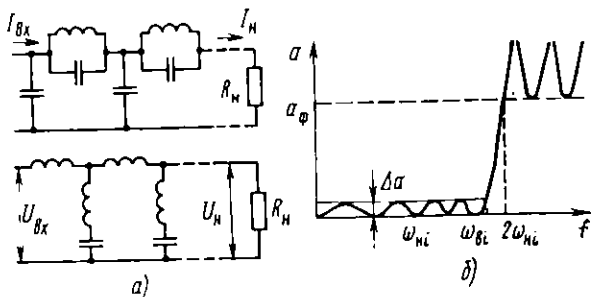


Рис. 3.32

$= \lg K_{\omega n} / \lg K_{\omega f}$, которое округляют в большую сторону до целого числа. Например, для передатчика декаметровых волн, переключающего диапазон от 1,5 до 30 МГц, потребуются пять-шесть фильтров.

3.6. Параллельное и двухтактное включение электронных приборов

Для повышения мощности ГВВ включают несколько ламп или транзисторов. Применяется параллельное и двухтактное включение.

На рис. 3.33 приведена схема параллельного включения двух ламп. Одноименные электроды ламп по ВЧ соединены попарно.

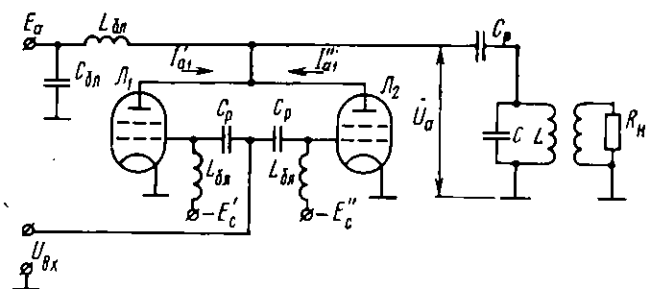


Рис. 3.33

По постоянной составляющей сетки ламп разделены для того, чтобы можно было производить индивидуальный подбор режима работы ламп, необходимый из-за разброса их параметров.

При совместной работе на общую нагрузку лампы влияют друг на друга. Напряжение на общем анодном контуре можно представить выражением

$$\dot{U}_a = (\dot{I}'_{a1} + \dot{I}''_{a1}) R_n. \quad (3.34)$$

Кажущиеся сопротивления нагрузок для каждой из ламп равны

$$\begin{aligned} Z'_3 = \frac{\dot{U}_a}{\dot{I}'_{a1}} &= R_n \left(1 + \frac{\dot{I}''_{a1}}{\dot{I}'_{a1}} \right); \quad Z''_3 = \frac{\dot{U}_a}{\dot{I}''_{a1}} = \\ &= R_n \left(1 + \frac{\dot{I}'_{a1}}{\dot{I}''_{a1}} \right). \end{aligned} \quad (3.35)$$

Из этих выражений следует, что сопротивление лампы Z_3 зависит не только от сопротивления нагрузки R_n , но также от отношения токов, протекающих в анодных цепях ламп. Если токи равны, кажущееся сопротивление нагрузки для каждой из ламп $R_3 = 2R_n$. В случае, если одна из них заперта, сопротивление для другой будет равно $R_3 = R_n$. Когда токи ламп неточно равны и несинфазны, лампы будут нагружены на различные комплексные сопротивления даже при настроенном анодном контуре. Поэтому при отсутствии симметрии лампы будут работать в невыгодном для них режиме, отдавать мощность ниже номинальной и ожидаемого выигрыша в мощности, пропорционального числу ламп, не получится. Поэтому необходимы строгая синфазность и равенство анодных токов параллельно включенных ламп. Для достижения этого требуются одинаковые параметры ламп и блокировочных элементов, а также симметрия конструкции, обеспечивающая одинаковую длину проводников, подводящих напряжение возбуждения к сеткам ламп и соединяющих аноды с контуром, и паразитных емкостей относительно корпуса. Кроме того, необходим подбор и поддержание во время эксплуатации одинакового режима работы ламп. При параллельном включении увеличивается вероятность возникновения неисправностей, поскольку число ламп и других элементов возрастает, а также увеличивается вероятность возникновения паразитных колебаний (подробнее см. в гл. 5). Перечисленные недостатки ограничивают число параллельно включенных ламп двумя-тремя.

На рис. 3.34а приведена схема двухтактного включения ламп. Напряжения на сетки ламп подаются со сдвигом по фазе на 180° , например, от аналогичного двухтактного генератора. Если в предыдущем каскаде используется однотактный генератор, то в его анодную цепь включается контур по схеме на рис. 3.10б. При этом емкости $C_{св}$ и входные емкости ламп $C_{вх}$ образуют делители напряжения (рис. 3.34а).

При противофазном возбуждении в то время, когда у лампы L_1 ток первой гармоники $\dot{I}'_{a1}$ протекает от анода к катоду, у лампы L_2 ток $\dot{I}''_{a1}$ будет протекать от катода к аноду, как показано на рисунке. Поэтому в проводе, соединяющем середину емкостной (или индуктивной) ветви анодного контура с катодами ламп, протекает разность этих токов, они компенсируют друг друга.

Это справедливо также для всех нечетных гармоник. В то же время токи второй и остальных четных гармоник синфазны и складываются в этом проводе. Поэтому цепь, соединяющая среднюю точку контура с корпусом, должна обладать малым сопро-

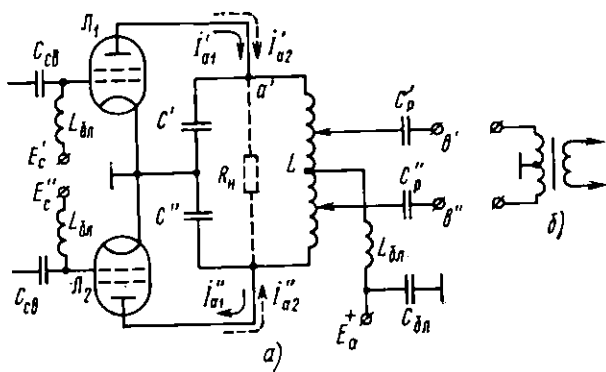


Рис. 3.34

тивлением. Заземляя середину емкостной ветви контура (как показано на рис. 3.34а), обеспечивают меньшее сопротивление для четных гармоник и лучшую их фильтрацию. Напряжения E_a подводят к середине катушки индуктивности анодного контура, как в схеме на рис. 3.10б, и поэтому требования к блокировочным элементам $L_{бл}$ и $C_{бл}$ ослаблены.

Как и при параллельном включении, при двухтактном включении лампы влияют друг на друга. Предположим, что анодный контур настроен и симметричен, а токи i'_{a1} и i''_{a1} не равны друг другу. Тогда ток в контуре можно определить из выражения

$$\begin{aligned} i_K &= i'_K + i''_K = 0,5 Q_H i'_{a1} + 0,5 Q_H i''_{a1} = \\ &= 0,5 Q_H (i'_{a1} + i''_{a1}), \end{aligned} \quad (3.36)$$

где Q_H — рабочая добротность контура. В (3.36) учтено, что коэффициент связи анодного контура с каждой из ламп равен 0,5. Вследствие симметрии контура напряжения на анодах ламп равны и могут быть найдены из выражения

$$\begin{aligned} \dot{U}_a &= 0,5 \rho i_K = 0,25 \rho Q_H (i'_{a1} + i''_{a1}) = \\ &= 0,25 R_H (i'_{a1} + i''_{a1}), \end{aligned} \quad (3.37)$$

где R_H — эквивалентное сопротивление контура между точками a' и a'' . Кажущееся сопротивление в анодной цепи каждой лампы определяется из выражений

$$\begin{aligned} Z'_a &= \dot{U}_a / i'_{a1} = 0,25 R_H (1 + i''_{a1} / i'_{a1}); \quad Z''_a = \\ &= \dot{U}_a / i''_{a1} = 0,25 R_H (1 + i'_{a1} / i''_{a1}). \end{aligned} \quad (3.38)$$

Полученные выражения отличаются от (3.35) только постоянным коэффициентом. В частности, при полной симметрии кажущиеся сопротивления для обеих ламп R_z одинаковы и равны $0,5R_n$.

У двухтактного генератора сохраняются все перечисленные выше недостатки, присущие параллельному включению ламп, и даже еще в большей степени, так как схема оказывается более сложной и поэтому возникает большая опасность появления паразитных колебаний. В то же время двухтактные генераторы имеют некоторые преимущества перед одноктактными и перед генераторами с параллельным включением ламп. Во-первых, ослаблены требования к блокировочным дросселям и конденсатору в анодной цепи. Во-вторых, они оказываются существенно проще при работе на симметричную нагрузку. В-третьих, в них возможно дополнительное ослабление четных гармоник в нагрузке. Дело в том, что двухтактный генератор по схеме на рис. 3.34а в отношении фильтрации четных гармоник никаких выгод перед одноктактным генератором не дает. При подключении к точкам b' и b'' симметричного фидера можно рассматривать оба провода фидера как две возбуждаемые синфазно и расположенные рядом антенны, которые излучают колебания второй и других четных гармоник. Для получения выигрыша в фильтрации между выходом двухтактного генератора (точки $b' - b''$) и нагрузкой (входом фидера) следует включить дополнительный трансформатор с магнитным сердечником, как показано отдельно на рис. 3.34б. Трансформатор должен быть симметричным, и, кроме того, емкостная связь между первичной и вторичной обмотками должна быть пренебрежимо малой. При этих условиях удастся обеспечить дополнительное ослабление четных гармоник. Практически из-за несимметрии работы ламп и схемы дополнительное ослабление не превышает 10 дБ.

В последнее время начинают отказываться от двухтактных генераторов и переходить к одноктактным. Во-первых, на крупных радиопередающих центрах все шире используются несимметричные коаксиальные фидеры. Во-вторых, даже при работе на симметричный фидер одноктактные генераторы вместе с переходным устройством на симметричную нагрузку получаются проще и отсюда более надежны в эксплуатации (настройке и перестройке). Преимущество двухтактных генераторов, заключающееся в ослаблении четных гармоник, не решает проблему фильтрации высших гармоник, так как современные требования становятся все более жесткими, что приводит к необходимости установки дополнительных фильтрующих систем.

Перейдем к транзисторным генераторам. Характерной особенностью транзисторов является значительно больший разброс их параметров. Поэтому при их параллельном или двухтактном включении либо непосредственно подбирают транзисторы по параметрам, либо применяют различные схемные решения, обеспечивающие лучшую симметрию их работы. Несмотря на эти меры, обычно ограничиваются включением не более двух-трех транзи-

сторов параллельно или одного-двух в каждом плече двухтактного генератора.

На рис. 3.35 приведена принципиальная схема генератора на двух параллельно включенных транзисторах с ОБ. Разделение LC -элементов входных и выходных цепей связи позволяет: во-первых, легче добиться симметрии мон-

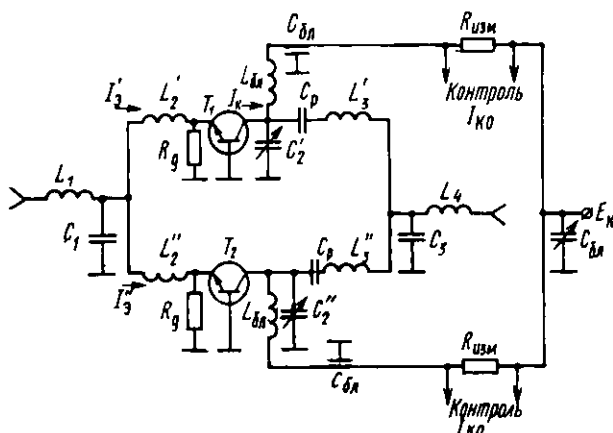


Рис. 3.35

тажа схемы; во-вторых, выровнять режимы работы отдельных транзисторов, вплоть до индивидуальной подстройки цепей связи каждого из них. В схеме на рис. 3.35 при достаточно больших и одинаковых индуктивностях L_2 , когда их сопротивления оказываются много больше входных сопротивлений транзисторов ($\omega L_2 \gg |Z_{вх}|$), обеспечивается равенство входных эмиттерных токов $I_2' \approx I_2''$. Поскольку коэффициент усиления по току в схеме с ОБ $\alpha(\omega) \approx 1$, то одновременно достигается равенство амплитуд коллекторных токов обоих транзисторов: $I_{к1}' \approx I_{к1}''$. Частичное разделение коллекторных цепей (C_2 и L_3) и раздельное коллекторное питание (через $L_{дл}$) каждого транзистора позволяют подстраивать коллекторную цепь каждого из них (скомпенсировать разброс коллекторных емкостей), отдельно контролируя их постоянные составляющие токов $I_{к0}$.

Ввиду взаимного влияния, сложности настройки и, как следствие этого, снижения надежности схемы с параллельным включением транзисторов в настоящее время используются сравнительно редко, уступая мостовым схемам (см § 3.7).

На частотах до 30...60 МГц широко используются двухтактные генераторы с апериодической, резистивной нагрузкой, в первую очередь, при построении широкодиапазонных неперестраиваемых передатчиков, перекрывающих полосы частот от октавы и выше. В таких генераторах, как и в двухтактных усилителях низкой частоты с трансформаторной нагрузкой, транзисторы могут работать в режиме класса В (угол отсечки $\theta = 90^\circ$). При этом будут отсутствовать высшие гармоники на выходе генератора, так как четные гармоники коллекторных токов обоих транзисторов компенсируются в выходном трансформаторе (как в схеме на рис. 3.34б), а нечетные гармоники при симметричных косинусоидальных импульсах с углом отсечки $\theta = 90^\circ$ практически отсутствуют.

Поэтому при построении широкодиапазонных двухтактных генераторов главным является требование симметричности схемы и работы транзисторов в обоих плечах. Симметричность работы генератора должны обеспечивать входной и выходной трансформаторы (цепи связи), и, кроме того, выходной трансформатор должен создавать короткое замыкание для каждого транзистора по четным гармоникам. Коллекторные токи транзисторов должны быть равны по амплитуде и сдвинуты по фазе на 180° и представлять собой косинусоидальные импульсы с углом отсечки $\theta=90^\circ$. В результате практически удастся добиться ослабления высших гармоник в нагрузке при включении транзисторов по схеме с ОБ на 20...30 дБ, а при включении по схеме с ОЭ и индивидуальном подборе пары транзисторов — до 15...20 дБ. Если этого недостаточно, то на выходе широкодиапазонного непериодического передатчика включают дополнительные фильтры на отдельные поддиапазоны (см. § 3.5).

На частотах 1...10 МГц двухтактные генераторы при небольших уровнях колебательной мощности (единицы—десятки ватт) можно выполнять, как обычные усилители НЧ, на трансформаторах с магнитной связью между обмотками (рис. 3.36а). Благодаря

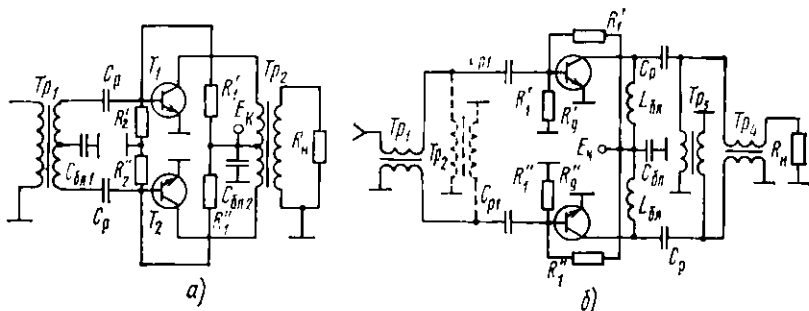


Рис. 3.36

ря тому, что токи четных гармоник в половинках первичной обмотки направлены в противоположные стороны, эквивалентное входное сопротивление каждой из половинок первичной обмотки (нагрузка каждого из транзисторов) по четным гармоникам оказывается близким к нулю.

На более высоких частотах и при больших уровнях мощности двухтактные генераторы строят на трансформаторах из отрезков длинных линий, которые вносят меньшие паразитные индуктивности и емкости. Пример построения генератора на транзисторах с ОЭ приведен на рис. 3.36б. В этой схеме трансформаторы Tr_1 и Tr_4 осуществляют переход от несимметричных к симметричным нагрузкам. При необходимости вместо них можно поставить трансформаторы, обеспечивающие одновременно заданную трансформацию нагрузочных сопротивлений. Трансформаторы Tr_2 и Tr_3 создают короткое замыкание по четным гармоникам базового

и коллекторного токов транзисторов (как в трансформаторах с магнитными связями на рис. 3.36а) и обеспечивают тем самым параллельное включение по входу транзисторов по ВЧ. В случае транзисторов с ОЭ более оптимальным с позиции достижения лучшей симметрии схемы, подавления высших гармоник, а также линейности модуляционной характеристики оказывается последовательное их включение по входу по ВЧ. Для этого в схеме на рис. 3.36а достаточно убрать блокировочный конденсатор $C_{бл1}$, а в схеме на рис. 3.36б — трансформатор Tr_2 . Диапазон частот двухтактных генераторов на трансформаторах из отрезков длинных линий ограничен значением 30...60 МГц, что обусловлено трудностями получения низкого сопротивления (короткого замыкания) по четным гармоникам в коллекторной цепи транзисторов.

3.7. Сложение мощностей ВЧ генераторов

В ряде случаев требуются передатчики таких больших мощностей, которые не могут быть получены от одной или небольшого числа выпускаемых промышленностью ламп (или транзисторов). Для таких передатчиков разрабатываются иногда новые специальные лампы или транзисторы повышенной мощности. Однако этот путь не всегда является лучшим, потому что разработка и организация производства новых ламп и транзисторов обходятся дорого, а потребность в них может быть небольшой. Кроме того, существуют физические и технологические ограничения на создание более мощных приборов. Например, разработаны генераторные лампы на мощности до 0,5...1,0 МВт, а генераторные транзисторы на мощности до 50...300 Вт (низкочастотные транзисторы — на мощность до 1 кВт), и дальнейшее увеличение мощностей в несколько раз, а тем более на порядок представляет трудную, порой практически невыполнимую задачу. В то же время включение большого числа ламп или транзисторов параллельно или по двухтактной схеме имеет целый ряд недостатков, отмеченных в предыдущем параграфе. Поэтому используют специальные устройства или методы, позволяющие складывать мощности некоторого числа (от единиц до нескольких сотен) сравнительно маломощных ВЧ генераторов и тем самым увеличивать колебательные мощности на один-два порядка. Ниже кратко рассматриваются сложение мощности в общем контуре и в пространстве и более подробно (как получившее наибольшее распространение и наиболее перспективное) сложение мощности с помощью мостовых схем.

В первом случае окончательный каскад передатчика выполняется в виде нескольких, обычно идентичных, синфазно работающих ВЧ генераторов или модулей. Возможны различные варианты построения систем сложения, отличающиеся как схемой включения элементов связи общего контура с контурами отдельных модулей, так и схемами колебательных цепей модулей и общего контура. Среди них можно выделить схемы с параллельным и с последовательным подключением модулей к общему контуру (рис. 3.37). Нетрудно показать, что такому способу суммирования мощностей ВЧ генераторов или моду-

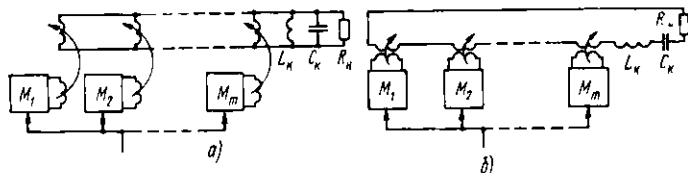


Рис. 3.37

лей присущи те же недостатки, что и при параллельном или двухтактном (последовательном) включении ламп и транзисторов. Помимо того, что требуются идентичность и синфазность отдельных генераторов и симметрия схемы, сохраняется их взаимное влияние и, значит, резко снижается надежность работы. В частности, авария в одном из генераторов (короткое замыкание или разрыв на его выходных клеммах) может привести к аварийному режиму работы всех остальных, поскольку сопротивление нагрузки для них может стать близким к нулю или к сопротивлению холостого хода.

При втором методе сложения мощностей в пространстве два или более автономных передатчиков работают на одной частоте от одного возбудителя. В этом случае происходит сложение электромагнитных полей, создаваемых их антеннами. Для ослабления связи через антенны между передатчиками, точнее между их выходными каскадами, их антенны располагают на расстоянии $3\lambda/4$ друг от друга. Антенны при этом должны питаться синфазными токами. Если токи, питающие антенны, имеют некоторую разность фаз, диаграмма направленности антенн поворачивается. Введением специальных фазовращателей можно поворачивать диаграмму излучения.

В диапазонах ДВ и СВ сложность передатчиков и громоздкость антенн ограничивают широкое использование такого способа повышения мощностей (как правило, используется не более двух передатчиков). В то же время такой способ повышения мощности и изменения диаграммы направленности начинает широко использоваться в диапазоне КВ. В диапазоне сантиметровых волн, где геометрическая длина отдельных элементарных полуволновых вибраторов и расстояния между ними получаются небольшими, а ВЧ генераторы на полупроводниковых приборах при уровне мощности 1...10 Вт имеют малые габаритные размеры, удастся в небольшом объеме, на малой площади установить до 100...1000 отдельных ВЧ генераторов и антенн. Тем самым колебательная мощность повышается на два — три порядка при высокой надежности, поскольку выход из строя единиц и даже десятков отдельных ВЧ генераторов незначительно сказывается на работе такого передатчика и снижении его мощности. Введением соответствующей фазировки отдельных ВЧ генераторов формируется узкая, поворачивающаяся в широких пределах диаграмма направленности. Такие устройства принято называть фазированными антенными решетками.

В современных радиопередающих устройствах различных диапазонов волн широкое применение получил третий метод сложения мощности с помощью мостовых схем, при котором обеспечивается независимая работа отдельных ВЧ генераторов или модулей и вследствие этого достигается высокая надежность передатчика. Даже в тех случаях, когда заданную мощность можно получить от одного ЭП, часто передатчик выполняют в виде нескольких менее мощных ВЧ генераторов или модулей с последующим суммированием их мощностей в мостовых схемах, в том числе в виде двух независимых полумоделей. При этом выход из строя одного из них не нарушает работу остальных и только на определенную величину уменьшает мощность передатчика.

Принцип работы и свойства мостовой схемы рассмотрим на примере суммирования мощностей двух идентичных синфазных генераторов, G_1 и G_2 . Схема на рис. 3.38 содержит два активных нагрузочных сопротивления: R_H — основное (полезное) и R_0 — балластное, а также фазовращающий трансформатор с коэффициентом трансформации 1. При равенстве сопротивлений $R_H = R_0 = 2R$ выполняется условие баланса моста. Действительно, от одного из генераторов на вход другого через R_H и R_0 поступают

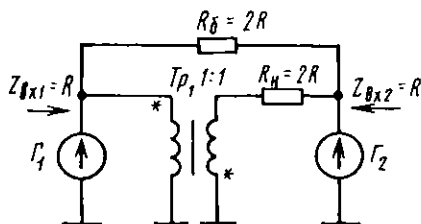


Рис. 3.38

два равных по амплитуде и сдвинутых по фазе на 180° напряжения, которые компенсируют друг друга (т. е. один генератор не создает напряжение на выходе другого). Поэтому генераторы Γ_1 и Γ_2 работают независимо друг от друга. Они нагружены соответственно на сопротивления $Z_{вх1}=R$ и $Z_{вх2}=R$. На сопротивлениях полезной нагрузки и балластном выделяются мощности

$$P_n = 0,5 |I_1 + I_2|^2 R_n \text{ и } P_6 = 0,5 |I_1 - I_2|^2 R_6, \quad (3.39)$$

где I_1 и I_2 — токи, отдаваемые генераторами Γ_1 и Γ_2 в активные сопротивления R_n или R_6 .

Если $I_1=I_2$, то вся мощность поступает в полезную нагрузку. В общем случае, когда $I_1 \neq I_2$, КПД моста, равный отношению мощности в нагрузке к суммарной мощности, определяется отношением

$$\eta = P_n / (P_n + P_6) = 0,5 + |I_1| |I_2| \cos \varphi / (I_1^2 + I_2^2), \quad (3.40)$$

где φ — фазовый сдвиг между токами двух генераторов.

Из этого соотношения, справедливого и для других рассмотренных ниже схем, следует, что мостовые схемы сложения мощностей мало чувствительны к нарушению равенства и сифазности токов I_1 и I_2 . Так, если токи совпадают по фазе, но отличаются по амплитуде в 2 раза или имеют равные амплитуды, но отличаются по фазе на 40° , то КПД равен 0,9, т. е. только десять процентов суммарной мощности теряется в балластном сопротивлении. Отметим, что при $\varphi=180^\circ$ (противофазной работе двух генераторов) сопротивления R_n и R_6 меняются ролями.

Наихудшим случаем является выключение одного из генераторов, что приводит к уменьшению КПД до 0,5, а мощности, выделяемой в нагрузку, в 4 раза, так как половина мощности второго работающего генератора выделяется в балластном сопротивлении. Поэтому при выключении одного из генераторов целесообразно, особенно в мощных устройствах, переключить второй работающий генератор с моста сложения непосредственно на нагрузку с тем, чтобы избежать потери мощности в балластном сопротивлении. Обычно это делается автоматически с помощью системы обхода моста.

В мостовой схеме на рис. 3.38 оба сопротивления оказываются изолированными от корпуса. Для их заземления изменяют схему подключения R_n и вводят еще один трансформатор Tr_2 с коэффициентом трансформации 1, обеспечивающий переход к несимметричной нагрузке. Примеры построения таких мостовых схем на трансформаторах с магнитной связью показаны на рис. 3.39. Причем в первой из них происходит суммирование напряжений ($U_n = U_{r1} + U_{r2}$) и $R_n = 2R$, а во второй — суммирование токов ($I_n = I_{r1} + I_{r2}$) и $R_n = R/2$.

На рис. 3.40 приведена мостовая схема сложения для $m \geq 2$ идентичных сифазных генераторов со сложением напряжений ($U_n = U_{r1} + U_{r2} + \dots + U_{rm}$) и $R_n = mR$. Балластные сопротивления

R_6 включены по схеме многолучевой звезды. Трансформаторы с коэффициентом трансформации 1 выполнены на длинных линиях Π_1 — Π_m , причем Π_m может не иметь ферритового изолятора, как в схеме на рис. 3.19.

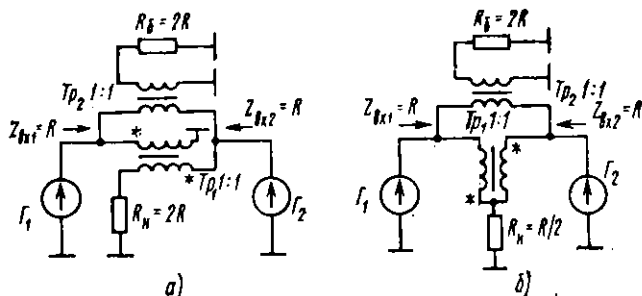


Рис. 3.39

Широкодиапазонные мостовые схемы обычно строятся при определенных относительно больших активных дискретных нагрузочных сопротивлениях 50; 75 Ом. Мостовые схемы на трансфор-

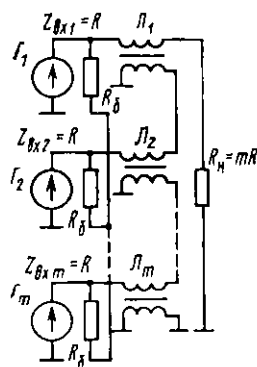


Рис. 3.40

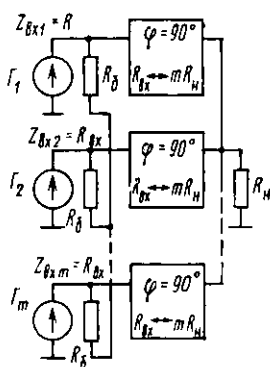


Рис. 3.41

маторах с магнитными связями применяются на частотах до 1...10 МГц, а на линиях — до 100...1000 МГц. Однако наряду с ними в радиопередающих устройствах широко используются резонансные узкополосные мостовые схемы как при построении мощных ламповых передатчиков ДВ и СВ диапазонов, так и при построении передатчиков КВ, УКВ и особенно СВЧ диапазонов.

Принцип построения резонансных мостовых схем удобно рассмотреть на примере сложения мощностей m идентичных синфазных генераторов. Структурная схема на рис. 3.41 содержит m одинаковых четырехполюсников и m балластных сопротивлений $R_6 = R_{bx}$, включенных по схеме многолучевой звезды. Четырехполюсники обеспечивают необходимую трансформацию сопротивле-

ний mR_n в $R_{вх}$ и фазовый сдвиг на 90° . При этом токи всех генераторов суммируются в основной нагрузке R_n и компенсируются в балластных сопротивлениях R_6 . При активных нагрузке R_n , входных и балластных сопротивлениях $R_{вх}$, R_6 в качестве четырехполюсников можно использовать П-образные или Т-образные цепочки на сосредоточенных LC-элементах с одинаковыми по модулю сопротивлениями: $X = X_L = \omega_0 L = |X_C| = 1/\omega_0 C$, где ω_0 — рабочая частота. С позиции дополнительной фильтрации высших гармоник ВЧ генераторов, а также практической реализации LC-элементов в микрополосковом исполнении на СВЧ предпочтительнее применять четырехполюсники в виде ФНЧ (рис. 3.42а, б). В качестве их можно использовать также четвертьволновые отрезки длинных линий с электрической длиной $l_2 = \lambda/4$ ($\theta = 90^\circ$) (рис. 3.42в) с определенным волновым сопротивлением W . Если геометрическая длина линий получается при этом очень большая, то ее можно укоротить, а на входе и выходе линии включить дополнительные сосредоточенные параллельные конденсаторы C_d (рис. 3.42г). В этом случае $W^* = W \sin \theta$, $|X^*| = 1/\omega_0 C_d = W/[1 - \sin \theta \operatorname{tg}(\theta/2)]$ при $\theta < 90^\circ$.

Реактивные сопротивления LC-элементов и волновое сопротивление четвертьволновой линии W определяются как

$$X = W = \sqrt{m R_{вх} R_n}. \quad (3.41)$$

Отметим, что произвольное соотношение между входными и нагрузочными сопротивлениями ($R_{вх} = R_6$ и R_n) достигается соответствующей трансформацией в четырехполюсниках, т. е. выбором X или W согласно (3.41). Однако для наибольшей широкополосности надо выбирать коэффициент трансформации четырехполюсников равным единице. При этом $X = W = R_{вх}$ и $R_n = R_{вх}/m$.

Важным примером являются резонансные мостовые схемы для двух генераторов ($m=2$). Обычно они выполняются при одинаковых входных и нагрузочном сопротивлениях ($R_{вх1} = R_{вх2} = R_n = R$). Тогда на основании (3.41) реактивные сопротивления LC-элементов или волновые сопротивления W четвертьволновых линий равны: $X = W = \sqrt{2}R$. На рис. 3.43 приведены две схемы.

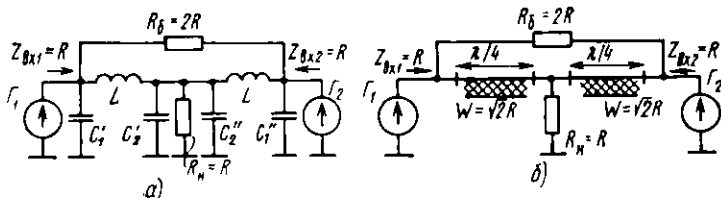


Рис. 3.43

В первой из них (при выполнении четырехполосника на П-образной цепочке) обе пары конденсаторов объединяют: C'_1 с C''_1 в $C_1/2$ и включают параллельно R_6 , C'_2 с C''_2 в $2C_2$. При этом мост содержит всего четыре реактивных элемента. Его называют Т-образным и широко используют для сложения мощностей в передатчиках ДВ и СВ диапазонов, построенных в виде двух полукомплектов. В то же время схема на рис. 3.43б применяется в диапазоне СВЧ, где геометрическая длина линии оказывается небольшой.

Во многих случаях, особенно при построении мощных передатчиков, необходимо, чтобы балластное сопротивление, на котором при отклонениях от номинального режима может рассеиваться значительная мощность, было соединено с корпусом. Это позволяет отнести его в сторону от основной схемы и лучше охлаждать. На НЧ, например в схеме на рис. 3.43а, R_6 подключается через дополнительный трансформатор. В схеме на рис. 3.43 б R_6 подключается через дополнительные отрезки длинных линий, как показано на рис. 3.44. Такую мостовую схему на СВЧ называют

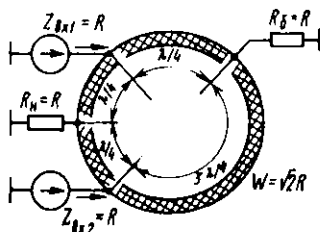


Рис. 3.44

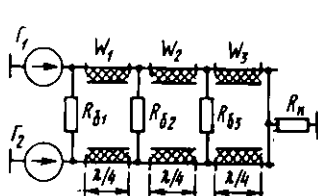


Рис. 3.45

«гибридным кольцом». В отличие от исходной схемы, здесь добавлены еще две линии длиной $\lambda/4$ и $3\lambda/4$ с таким же волновым сопротивлением, так что все четыре линии образуют кольцо или прямоугольник с общей длиной $3\lambda/2$.

Четырехполосники, на которых строятся мостовые схемы, обеспечивают поворот фаз на 90° и необходимую трансформацию сопротивлений только на частоте $\omega_0 = \text{const}$. Поэтому такие мостовые схемы оказываются узкополосными (практически полоса пропускания составляет не более 5%). Для расширения полосы пропускания до 10...20% используют более сложные (более широкополосные) четырехполосники на сосредоточенных LC-элементах. В диапазоне СВЧ включают несколько четвертьволновых линий, образующих отдельные секции (рис. 3.45), со специально подобранными волновыми и балластными сопротивлениями (см. табл. 3.2), при этом коэффициент перекрытия по частоте K_ω может достигать значений 2...4 [3.11]. В радиопередающей технике широко используются также квадратурные мостовые схемы сложения (см. § 9.5).

Таблица 3.2

Число секций	2		3		4
k_{ω}	1,2	2,0	2,0	3,0	4,0
$K_{с.в}$ по входу	1,01	1,02	1,015	1,04	1,04
$K_{с.в}$ по выходу	1,04	1,11	1,03	1,10	1,10
W_1/R	1,20	1,22	1,11	1,15	1,12
W_2/R	1,67	1,64	1,41	1,41	1,30
W_3/R	—	—	1,80	1,74	1,54
W_4/R	—	—	—	—	1,79
$R_{с1}/R$	5,32	4,82	10,00	8,00	9,60
$R_{с2}/R$	1,86	1,96	3,75	4,23	5,80
$R_{с3}/R$	—	—	1,90	2,14	3,45
$R_{с4}/R$	—	—	—	—	2,06

Глава 4

Возбудители радиопередатчиков

4.1. Вводные замечания

В состав любого радиопередающего устройства входит возбудитель (см. обобщенную структурную схему радиопередатчика на рис. 1.2), определяющий частоту его колебаний. Возбудитель современного радиопередатчика — сложное и дорогостоящее устройство, состоящее (рис. 4.1) в общем случае из синтезатора частот, который вырабатывает одно или несколько выходных когерентных колебаний с заданными частотами, формирователя видов работ (ФВР) на фиксированной поднесущей частоте f_n и тракта переноса (ТП) сформированных колебаний в рабочий диапазон частот f_p . Кроме того, в составе большинства возбудителей имеется автономный блок питания. Следует отметить, что в простейших передатчиках, работающих на ограниченном числе фиксированных частот, синтезатор может отсутствовать. При этом возбудитель содержит один или несколько высокостабильных кварцевых автогенераторов.

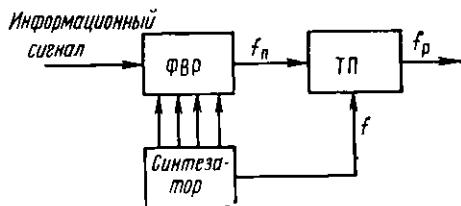


Рис. 4.1

Возбудитель радиопередатчика характеризуется следующими основными параметрами:

- диапазоном частот рабочего колебания;
- характером изменения рабочей частоты (плавный или дискретный);
- общим числом фиксированных частот (или шагом сетки частот);
- нестабильностью частоты и фазы;
- уровнем побочных спектральных составляющих;
- характеристиками управления возбудителем (ручное или дистанционное);
- инерционностью перестройки;

выходным напряжением на заданном сопротивлении нагрузки;
видами работ, формируемыми в возбудителе;
качественными показателями формируемых видов работ;
условиями эксплуатации.

Современные возбудители формируют, как правило, значительное число рабочих частот (20 ... 30 тысяч и более) при относительной нестабильности частот порядка 10^{-6} ... 10^{-7} .

Требования к стабильности частоты возбудителя определяются допустимыми нестабильностями частоты радиопередатчика, зависящими от его диапазона и назначения. Часть этих требований, рекомендованных «Общесоюзными нормами на допустимые отклонения частоты радиопередатчиков всех категорий и назначений», приведена в табл. 4.1.

Таблица 4.1

Полоса частот (включая верхний и исключая нижний пределы) и категория станций	Допустимые отклонения частоты, Гц	
	для радиопередатчиков, действующих и вводимых в эксплуатацию до 1 янв. 1985 г.	для радиопередатчиков, вводимых в эксплуатацию после 1 янв. 1985 г., и радиопередатчиков, разработка (модернизация) которых начата после 1 янв. 1985 г.
10 ... 535 кГц Радиовещательные станции	10	10
535 ... 1605 кГц Радиовещательные станции	10	10
1605 ... 4000 кГц Подвижные станции: а) спасательных судов б) воздушных судов Радиовещательные станции	300 100 20	300 20 10
4 ... 29,7 МГц Сухопутные станции: береговые, мощностью до 500 Вт мощностью от 500 Вт до 5 кВт Радиовещательные станции	50 30 15	50 30 10
29,7 ... 100 МГц Радиовещательные станции (кроме телевизионных) мощностью: 50 Вт и менее более 50 Вт Радиовещательные станции (телевизионные, звук и изображение) мощностью: 1000 Вт и менее более 1000 Вт Космические станции	50 20 50 500 50	50 20 40 100 30

Сигнал на выходе возбудителя в общем случае можно представить в виде квазигармонического колебания со случайно изменяющимися амплитудой $U(t)$ и фазой $\varphi(t)$: $u(t) = U(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = [U_0 + \Delta U(t)] \cos \psi(t)$, здесь U_0 — среднее значение амплитуды колебаний; $\Delta U(t)$ — отклонение амплитуды от ее среднего значения; $\psi(t)$ — полная текущая фаза колебания. Случайные

функции $\Delta U(t)$ и $\varphi(t)$ характеризую паразитную амплитудную и фазовую (частотную) модуляцию, которая всегда имеется в реальном источнике колебаний.

Мгновенная частота колебаний определяется соотношением $\omega(t) = d\varphi/dt = \omega_0 + \Delta\omega(t)$, здесь $\Delta\omega(t) = d\varphi/dt$ — отклонение мгновенного значения частоты от ее среднего значения ω_0 .

Интенсивность отклонения частоты характеризуется дисперсией функции $\Delta\omega(t)$:

$$\sigma_{\omega}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\omega}(\omega) d\omega, \quad (4.1)$$

где $S_{\omega}(\omega)$ — спектральная плотность флуктуаций частоты.

Интенсивность фазовых флуктуаций определяется дисперсией функции $\varphi(t)$:

$$\sigma_{\varphi}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_{\varphi}(\omega) d\omega, \quad (4.2)$$

где $S_{\varphi}(\omega)$ — спектральная плотность флуктуаций фазы $\varphi(t)$.

Отметим, что спектральная плотность флуктуаций частоты всегда может быть выражена через спектральную плотность флуктуаций фазы: $S_{\omega}(\omega) = \omega^2 S_{\varphi}(\omega)$. Высокочастотная часть спектральной плотности $S_{\omega}(\omega)$ определяет быстрые флуктуации частоты, а низкочастотная часть — медленные. В ряде случаев $S_{\omega}(\omega)$ не убывает при $\omega \rightarrow \infty$ и неограниченно нарастает при $\omega \rightarrow 0$ [4.6]. В этих случаях нельзя использовать для оценки изменения частоты соотношение (4.1) [интеграл в (4.1) расходится]. По этой же причине не существует и дисперсия фазовых флуктуаций, определяемая соотношением (4.2). Однако поскольку возбудитель используется в системах, где существенны флуктуации $\Delta\omega(t)$ и $\varphi(t)$ в некоторой полосе частот от ω_n до ω_B , мерами изменения частоты и фазы могут служить дисперсии флуктуации частоты и фазы в полосе частот:

$$\tilde{\sigma}_{\omega}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_n}^{\omega_B} S_{\omega}(\omega) d\omega; \quad \tilde{\sigma}_{\varphi}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_n}^{\omega_B} S_{\varphi}(\omega) d\omega.$$

Именно величина среднеквадратического значения паразитного отклонения частоты $\tilde{\sigma}_{\omega}$ в ряде случаев принимается в качестве характеристики абсолютной неустойчивости частоты возбудителя. Величина же среднеквадратического значения паразитного изменения фазы $\tilde{\sigma}_{\varphi}$ характеризует фазовую неустойчивость. Например, для синтезаторов частот первого класса для передающих устройств магистральной радиосвязи, работающих в диапазоне от 1,5 до 60 МГц, согласно ГОСТ $\tilde{\sigma}_{\omega} \leq 3$ Гц, $\tilde{\sigma}_{\varphi} \leq 3^\circ$ в полосе частот 30 ... 3400 Гц, а для синтезаторов второго класса $\tilde{\sigma}_{\omega} \leq 6$ Гц, $\tilde{\sigma}_{\varphi} \leq 10^\circ$. Уровень побочных спектральных составляющих выходного колебания возбудителя, лежащих в заданной полосе частот, определяется соотношением $D = 20 \lg(U_{\text{п.эф}}/U_{\text{эф}})$, где $U_{\text{п.эф}}$ — эффективное значение суммарного напряжения побочных составляющих (дискретных и шумовых), лежащих в заданной полосе частот; $U_{\text{эф}}$ — эффективное значение суммарного напряжения всех составляющих спектра выходного колебания.

Например, для указанных выше синтезаторов уровень побочных составляющих в полосе 3000 Гц при отстройке от номинального значения частоты на 20 ... 200 кГц не превышает —80 дБ для синтезаторов первого класса и —60 дБ для синтезаторов второго класса.

Уровень дискретных побочных составляющих выходного колебания возбудителя определяется соотношением $D_d = 20 \lg(U_{\text{д.эф}}/U_{\text{эф}})$, здесь $U_{\text{д.эф}}$ — эффективное значение напряжения дискретной побочной составляющей спектра выходного колебания; $U_{\text{эф}}$ — эффективное значение суммарного напряжения

всех составляющих этого колебания. В современных возбудителях D_d достигает — (80 ... 90) дБ.

В возбудителях предусматриваются органы управления, осуществляющие его включение, выключение и установку частоты выходного колебания. Управление возбудителем может быть ручным или дистанционным. Важным параметром возбудителя является время установки его частоты (инерционность перестройки). Под временем установки частоты согласно ГОСТ понимается время между моментом окончания команды перестройки (при дистанционном управлении) или окончанием ручной установки органов управления в нужное положение (при ручном управлении) и моментом, после которого отклонение частоты колебаний на выходе возбудителя от установившегося значения становится меньше утроенного допустимого паразитного отклонения частоты.

В современных возбудителях эффективное значение выходного напряжения составляет 0,5 ... 1 В на нагрузку с сопротивлением 50 ... 75 Ом.

Как уже указывалось, в состав возбудителя входит синтезатор частот (см. рис. 4.1). Одним из основных элементов этого синтезатора является высокостабильный автогенератор — источник колебаний высокой частоты. Именно этот опорный генератор определяет общую нестабильность частоты возбудителя.

4.2. Транзисторные автогенераторы

Любой автогенератор является нелинейным устройством, преобразующим энергию источников питания в энергию высокочастотных колебаний. В отличие от усилителей (генераторов с независимым возбуждением), в автогенераторе колебания на выходе возникают самостоятельно в отсутствие внешних воздействий. В состав автогенератора, как известно, обязательно входят источник питания, усилитель и устройство обратной связи. В качестве усилительных элементов в автогенераторе используются лампы, транзисторы, клистроны, магнетроны и другие приборы. В нагрузочных цепях этих элементов используются колебательные системы с сосредоточенными и распределенными параметрами.

Все автогенераторы в возбудителях, как правило, выполняются с использованием транзисторов в качестве усилительных элементов. Невысокие рабочие напряжения транзисторов (в сравнении с лампами) определяют пониженное напряжение и малую мощность, рассеиваемую на колебательной системе, что повышает стабильность частоты транзисторных автогенераторов в сравнении с ламповыми. Поэтому при анализе и рассмотрении схем автогенераторов ограничимся только транзисторными автогенераторами. Заметим, что, учитывая известную аналогию между лампой и транзистором, основные результаты, полученные для транзисторных автогенераторов, всегда можно использовать при построении ламповых автогенераторов.

На практике большей частью находит применение так называемая трехточечная схема транзисторного автогенератора (рис. 4.2). В этой схеме реактивные сопротивления Z_1 , Z_2 , Z_3 (емкости или индуктивности) имеют малые потери и образуют высокодобротный колебательный контур. Отметим, что иногда для компенсации фазовых сдвигов в транзисторе (при применении транзисторов с низкой граничной частотой) в схему включают дополнительное сопротивление Z_4 . В дальнейшем для анализа установившегося режима

автогенератора воспользуемся квазилинейным методом, развитым Ю. Б. Кобзаревым. Суть метода состоит в замене соотношений между токами и напряжениями в схеме автогенератора соотношениями между их первыми гармониками. Обоснованием такого

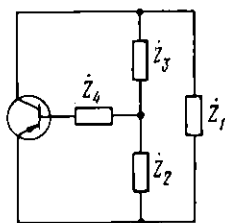


Рис. 4.2

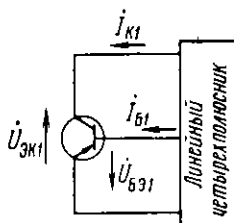


Рис. 4.3

представления является гармонический характер напряжений на коллекторе и базе транзистора, определяемый высокой добротностью колебательной системы (потери в элементах контура $Z_1 \dots Z_3$ малы). Обобщенную трехточечную схему автогенератора удобно представить в виде соединения транзистора и линейного пассивного четырехполюсника (рис. 4.3).

Согласно квазилинейному методу транзистор заменяется квазилинейным четырехполюсником, параметры которого определяются усреднением параметров транзистора по первой гармонике. Известно [4.1], что при таком представлении транзистора существует связь между напряжениями и токами, определяемая системой усредненных по первой гармонике y -параметров:

$$I_{Б1} = y_{11} U_{БЭ1} + y_{12} U_{КЭ1}; I_{К1} = y_{21} U_{БЭ1} + y_{22} U_{КЭ1}. \quad (4.3)$$

Здесь $y_{21} = S_{cp} = (I_{К1} / U_{БЭ1}) | U_{КЭ1} = 0$ — средняя крутизна транзистора; $y_{22} = (I_{К1} / U_{КЭ1}) | U_{БЭ1} = 0$ — выходная проводимость; $y_{11} = (I_{Б1} / U_{БЭ1}) | U_{КЭ1} = 0$ — входная проводимость; $y_{12} = (I_{Б1} / U_{КЭ1}) | U_{БЭ1} = 0$ — проводимость обратной реакции.

Все параметры транзистора вследствие его инерционности (см. гл. 2) являются комплексными.

Для линейного четырехполюсника, подключенного к транзистору, связь между токами $I_{К1}$ и $I_{Б1}$ и напряжениями $U_{КЭ}$ и $U_{БЭ1}$ записывается через h -параметры:

$$U_{БЭ1} = h_{11} I_{Б1} + h_{12} U_{КЭ1}; I_{К1} = h_{21} I_{Б1} + h_{22} U_{КЭ1}. \quad (4.4)$$

Здесь $h_{22} = 1/Z_{\Sigma}$ — комплексная проводимость колебательной системы между точками коллектор—эмиттер при разомкнутой цепи базы ($I_{Б1} = 0$);

$$h_{12} = h_{21} = (U_{БЭ1} / U_{КЭ1}) | I_{Б1} = 0 = k;$$

$h_{11} = -Z_{вх}$ — входное полное сопротивление колебательной систе-

мы между точками база—эмиттер при коротком замыкании коллекторной цепи ($\dot{U}_{ЭК1} = 0$), взятое с обратным знаком.

Отметим, что при малом базовом токе ($I_{Б1} \approx 0$) величина k определяет и коэффициент обратной связи.

В итоге уравнения (4.4) могут быть записаны в следующей форме:

$$\dot{U}_{БЭ} = -\dot{Z}_{вх} \dot{I}_{Б1} + k \dot{U}_{ЭК1}; \dot{I}_{К1} = k \dot{I}_{Б1} + \dot{U}_{ЭК1} / \dot{Z}_s. \quad (4.5); (4.6)$$

Подставляя соответствующие токи и напряжения из (4.3) в (4.5) и (4.6) и учитывая, что $\dot{U}_{КЭ1} = -\dot{U}_{ЭК1}$, получаем при $\dot{y}_{12} \approx 0$ (малая проводимость обратной реакции транзистора) комплексное уравнение стационарного режима автогенератора:

$$\dot{Z}_s [\dot{k} \dot{S}_{ср} - \dot{k}^2 \dot{y}_{11} - \dot{y}_{22} (1 + \dot{Z}_{вх} \dot{y}_{11})] - \dot{Z}_{вх} \dot{y}_{11} = 1. \quad (4.7)$$

Для трехточечной схемы, изображенной на рис. 4.2,

$$\begin{aligned} \dot{Z}_s &= \dot{Z}_1 (\dot{Z}_3 + \dot{Z}_2) / (\dot{Z}_1 + \dot{Z}_2 + \dot{Z}_3); \dot{k} = -\dot{Z}_2 / (\dot{Z}_2 + \\ &+ \dot{Z}_3) = \dot{Z}_2 / \dot{Z}_1; \dot{Z}_{вх} = \dot{Z}_4 + \dot{Z}_3 \dot{Z}_2 / (\dot{Z}_3 + \dot{Z}_2). \end{aligned} \quad (4.8)$$

Для относительно низкочастотных автогенераторов дополнительное сопротивление $\dot{Z}_4$, как правило, не включается ($\dot{Z}_4 \approx 0$) и, кроме того, транзистор обладает малыми входной и выходной проводимостями: $y_{11} \ll 1/\dot{Z}_{вх}$; $y_{11} \ll 1/\dot{Z}_s$; $y_{22} \ll 1/\dot{Z}_s$.

В итоге уравнение (4.7) можно переписать в следующей форме:

$$\dot{Z}_s \dot{k} \dot{S}_{ср} = 1. \quad (4.9)$$

Величины, входящие в (4.9), выразим в комплексной форме:

$$\dot{S}_{ср} = S_{ср} \exp(i\varphi_s); \dot{k} = k \exp(i\varphi_k); \dot{Z}_s = Z_s \exp(i\varphi_s). \quad (4.10)$$

Учитывая (4.10), уравнение (4.9) запишем в виде

$$S_{ср} k Z_s \exp[i(\varphi_s + \varphi_k + \varphi_s)] = 1. \quad (4.11)$$

Уравнение (4.11) справедливо, если

$$\begin{aligned} S_{ср} k Z_s &= 1; \varphi_s + \varphi_k + \varphi_s = \varphi(\omega) = \\ &= 2\pi n (n = 0, 1, 2 \dots). \end{aligned} \quad (4.12); (4.13)$$

Здесь $\varphi(\omega)$ — суммарный фазовый сдвиг. Уравнение (4.12) носит название уравнения баланса амплитуд, а (4.13) — уравнения баланса фаз.

В уравнении (4.12) от амплитуды колебаний зависит только $S_{ср}$. Следовательно, уравнение (4.12), которое выполняется только для вполне определенной амплитуды колебаний, позволяет определить амплитуду установившихся колебаний автогенератора.

Поскольку в уравнении баланса фаз (4.13) каждый из фазовых сдвигов φ_s , φ_k , φ_s зависит от частоты, то существует значение установившейся частоты колебаний, для которой это уравнение выполняется. Следовательно, уравнение баланса фаз позволяет определять частоту генерируемых колебаний.

Перепишем уравнение (4.12) в следующей форме:

$$kS_{cp} = 1/Z_3 = h_{22}, \quad (4.14)$$

где h_{22} — модуль комплексной проводимости контура между точками коллектор—эмиттер при разомкнутой цепи базы. Левая часть (4.14) характеризует отрицательную проводимость, вносимую транзистором, а правая — положительную проводимость контура. Естественно, что генерация возникает при равенстве этих проводимостей.

Для определения амплитуды установившихся колебаний необходимо знать зависимость $S_{cp} = f(U_{БЭ})$ или $I_{к1} = f(U_{БЭ1})$, которая находится из гармонического анализа несинусоидального коллекторного тока при заданном синусоидальном напряжении $U_{БЭ1}$. Отметим, что для маломощных транзисторов, которые и используются в автогенераторе, допущение о гармоническом характере напряжения возбуждения вполне оправдано (ср. с результатами гл. 2, где для мощных транзисторов более оправданным было допущение о гармоническом характере входного тока). В автогенераторах транзисторы работают с относительно малыми рабочими токами. Поэтому, в общем случае, необходимо учитывать экспоненциальность характеристик эмиттерного перехода. Введение кусочно-линейной характеристики, как это было сделано при изучении генератора с независимым возбуждением (см. гл. 2), может привести к определенным количественным погрешностям. Однако, имея в виду получение достаточно простых и наглядных соотношений для автогенератора, в дальнейшем определение зависимости $S_{cp} = f(U_{БЭ1})$ будем проводить в рамках кусочно-линейной аппроксимации статических характеристик транзистора.

При кусочно-линейной аппроксимации средняя крутизна транзистора определяется выражением $S_{cp} = S_{\gamma 1}(\theta) \exp(i\varphi_s)$; здесь S — крутизна статической характеристики $i_k = f(U_{БЭ})$; φ_s — фаза средней крутизны; θ — угол отсечки коллекторного тока, определяемый из соотношения $\cos \theta = (E' - E_B) / U_{БЭ1}$, где E' — напряжение отсечки.

Изменение амплитуды возбуждения $U_{БЭ1}$ меняет значение средней крутизны транзистора (поскольку изменяется угол отсечки θ). При этом в зависимости от режима работы транзистора можно получить различный характер зависимости $S_{cp} = f(U_{БЭ1})$. Если отрицательное смещение на эмиттерном переходе транзистора E_B больше E' , то зависимость $S_{cp} = f(U_{БЭ1})$ имеет вид, показанный на рис. 4.4. На этом же рисунке проведена прямая $1/Z_3$. Для точки пересечения A выполняется уравнение баланса амплитуд и установившаяся амплитуда колебания равна $U_{БЭ1}^*$. Приведенная выше зависимость $S_{cp} = f(U_{БЭ1})$ соответствует так называемому мягкому режиму самовозбуждения. При мягком режиме стационарный режим оказывается устойчивым, а режим покоя ($U_{БЭ1} = 0$) — неустойчивым. Поэтому происходит самовозбуждение автогенератора. Действительно, при $U_{БЭ1} > U_{БЭ1}^*$ отрицательная проводимость, вносимая транзистором, меньше проводи-

мости контура ($\kappa S_{cp} < 1/Z_3$). При этом энергия, которая рассеивается в контуре, меньше, чем энергия, вносимая транзистором. В результате амплитуда колебаний $U_{БЭ1}$ начнет уменьшаться, стремясь к установившемуся значению $U^*_{БЭ1}$. При $U_{БЭ1} < U^*_{БЭ1}$ процессы происходят в обратном направлении и амплитуда возрастает до величины $U^*_{БЭ1}$. Если $U_{БЭ1} = 0$, то при мягком режиме возбуждения $\kappa S_{cp} > 1/Z_3$ и, как уже указывалось, положение покоя оказывается неустойчивым — происходит нарастание амплитуды до $U^*_{БЭ1}$.

Для случая, когда смещение на эмиттерном переходе E_6 меньше E' , зависимость $S_{cp} = f(U_{БЭ1})$ показана на рис. 4.5. Такая зависимость характерна для жесткого режима возбуждения. При

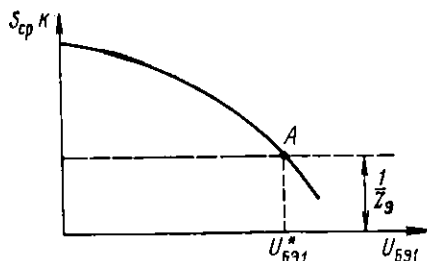


Рис. 4.4

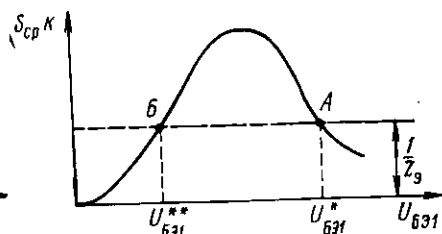


Рис. 4.5

этом имеются две точки, соответствующие стационарному режиму (A и B на рис. 4.5). Нетрудно, используя предыдущие рассуждения, показать, что режим, соответствующий амплитуде колебаний $U^*_{БЭ1}$ (точка A), устойчив, а режим, соответствующий амплитуде $U^*_{БЭ1}$, неустойчив. При этом состояние равновесия оказывается устойчивым. Это означает, что автогенератор не может самовозбуждаться. Поэтому при проектировании автогенераторов их режим выбирается таким образом, чтобы жесткий режим самовозбуждения не возникал.

В высокостабильных автогенераторах, как указывалось, используют колебательные системы с высокой добротностью. Это означает, что сопротивления потерь r_1, r_2, r_3 в элементах $\dot{z}_1, \dot{z}_2, \dot{z}_3$ малы: $\dot{Z}_1 = r_1 + ix_1 \approx ix_1$; $\dot{Z}_2 = r_2 + ix_2 \approx ix_2$; $\dot{Z}_3 = r_3 + ix_3 \approx ix_3$. При этих условиях из (4.8) непосредственно следует

$$\dot{k} = -\dot{Z}_2/(\dot{Z}_2 + \dot{Z}_3) = -x_2/(x_2 + x_3) = x_2/x_1. \quad (4.15)$$

Таким образом, при сделанных выше допущениях коэффициент обратной связи — величина вещественная, т. е. $\varphi_k = 0$. При этом из (4.13) для $n=0$ следует, что в стационарном режиме устанавливаются колебания такой частоты, при которой сдвиг фаз в транзисторе φ_s компенсируется сдвигом фаз в контуре (φ_3), т. е.

$$\varphi_3 = -\varphi_s. \quad (4.16)$$

Чем больше φ_s , тем сильнее расстроен колебательный контур.

На низких частотах, т. е. при $\omega < 0,3\omega_s$ (ω_s — граничная частота транзистора по крутизне), с инерционностью транзистора можно не считаться. Тогда, полагая крутизну вещественной [$S_{cr} = S_{\gamma_1}(0)$; $\varphi_s = 0$], непосредственно из (4.16) имеем $\varphi_0 = 0$. Следовательно, при сделанных допущениях колебания возникают на резонансной частоте контура, что, в свою очередь, позволяет находить частоту колебаний из уравнения

$$x_1 + x_2 + x_3 = 0. \quad (4.17)$$

Учитывая вещественный характер коэффициента обратной связи, непосредственно из (4.15) можем получить необходимые условия возникновения колебаний в трехточечной схеме автогенератора:

$$x_1 x_2 > 0; x_1 x_3 < 0; |x_2| < |x_3|. \quad (4.18)$$

Естественно, что при выполнении условий (4.18) для возникновения автоколебаний необходимо, чтобы положение покоя было неустойчивым ($S_{cr}k > 1/Z_{\Sigma}$ при $U_{БЭ1} = 0$). Условия (4.18) выполняются для схем, представленных на рис. 4.6 и 4.7. (На рис. 4.6 приведена индуктивная трехточечная схема, а на рис. 4.7 — емкостная.)

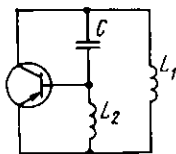


Рис. 4.6

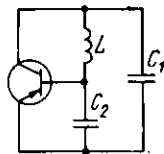


Рис. 4.7

4.3. Стабильность частоты автогенераторов

Как уже указывалось, стабильность частоты автогенератора является одним из важнейших его параметров. Нестабильность частоты характеризуется ее относительным изменением $\varepsilon = \Delta\omega/\omega_0$. Различают два вида нестабильности частоты: долговременную и кратковременную. Под долговременной понимается нестабильность частоты, связанная с медленными изменениями частоты автогенератора (вызванными изменением окружающей температуры, давления, влажности, напряжений источников питания и т. д.). Кратковременная нестабильность определяется быстрыми флуктуационными изменениями частоты автогенератора, вызываемыми тепловыми и дробовыми шумами. Условно принимают, что нестабильности частоты, проявляющиеся за время наблюдения, меньшее или равное одной секунде, относятся к кратковременным. Быстрые флуктуации частоты, а следовательно, и кратковременная нестабильность определяются, как уже указывалось, высокочастотной частью спектральной плотности флуктуации частоты автогенератора $S_{\omega}(\omega)$. Она всегда может быть найдена, если известны спектры шумовых составляющих коллекторного и базового токов транзистора [4.6]. При этом кратковременная нестабильность автогенератора уменьшается с ростом добротности колебательной системы.

Долговременная неустойчивость, определяемая низкочастотной частью спектральной плотности $S_{\omega}(\omega)$, связана с воздействием на параметры автогенератора медленных дестабилизирующих факторов. Поэтому для нахождения уходов частоты автогенератора в этом случае можно использовать полученное ранее уравнение баланса фаз (4.13).

Если под действием дестабилизирующих факторов изменился на малую величину $\Delta\alpha$ какой-либо параметр автогенератора α_0 , то, чтобы баланс фаз сохранился, должна также на малую величину $\Delta\omega$ измениться его частота ω_0 . В итоге уравнение (4.13) можно переписать в следующей форме:

$$\Phi[\omega_0 + \Delta\omega; \alpha_0 + \Delta\alpha] = 2\pi n. \quad (4.19)$$

Разлагая левую часть уравнения (4.19) в ряд по степеням $\Delta\omega$ и $\Delta\alpha$, получим

$$\Phi(\omega_0; \alpha_0) + \left. \frac{\partial \Phi}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0, \alpha=\alpha_0} \Delta\omega + \left. \frac{\partial \Phi}{\partial \alpha} \right|_{\omega=\omega_0, \alpha=\alpha_0} \Delta\alpha + \dots = 2\pi n.$$

Учитывая соотношение (4.13) и малость вариаций $\Delta\omega$ и $\Delta\alpha$, можем записать

$$\left. \frac{\partial \Phi}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0, \alpha=\alpha_0} \Delta\omega + \left. \frac{\partial \Phi}{\partial \alpha} \right|_{\omega=\omega_0, \alpha=\alpha_0} \Delta\alpha = 0.$$

В итоге

$$\Delta\omega = - \left[\left(\left. \frac{\partial \Phi}{\partial \alpha} \right|_{\omega=\omega_0, \alpha=\alpha_0} \right) / \left(\left. \frac{\partial \Phi}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0, \alpha=\alpha_0} \right) \right] \Delta\alpha. \quad (4.20)$$

Изменение суммарного набега фазы, вызванное изменением параметра α ,

$$\Delta\Phi = \Delta\alpha \left. \frac{\partial \Phi}{\partial \alpha} \right|_{\omega=\omega_0, \alpha=\alpha_0}. \quad (4.21)$$

Подставляя (4.21) в (4.20), получаем выражение для относительного изменения частоты автогенератора:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = - \Delta\Phi / \omega_0 \left. \frac{\partial \Phi}{\partial \alpha} \right|_{\omega=\omega_0, \alpha=\alpha_0}. \quad (4.22)$$

Из соотношения (4.22) следует, что стабильность частоты автогенератора при заданном значении $\Delta\Phi$ тем выше, чем резче суммарный фазовый сдвиг зависит от частоты генерируемых колебаний. На практике обычно фаза средней крутизны φ_S и фаза коэффициента обратной связи φ_K слабо зависят от частоты. Поэтому

$$\left. \frac{\partial \Phi}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0, \alpha=\alpha_0} = \left. \frac{\partial \varphi_S}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0, \alpha=\alpha_0} + \left. \frac{\partial \varphi_K}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0, \alpha=\alpha_0} + \left. \frac{\partial \varphi_{\Sigma}}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0, \alpha=\alpha_0} \approx \left. \frac{\partial \varphi_{\Sigma}}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0, \alpha=\alpha_0}. \quad (4.23)$$

Учитывая, что эквивалентное сопротивление контура Z_0 на частоте ω при не слишком больших расстройках определяется соотношением $Z_0 = R_0 / (1 + i2\epsilon_1 Q)$, можно записать

$$\operatorname{tg} \varphi_3 = -2 \varepsilon_1 Q, \quad (4.24)$$

где Q — добротность колебательного контура; $\varepsilon_1 = (\omega - \omega_k) / \omega_k$; R_0 — эквивалентное сопротивление контура на резонансной частоте ω_k .

Используя (4.24), находим

$$\left. \frac{\partial \varphi_3}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} = -(2Q/\omega_k) : [1 + 4 \left(\frac{\omega_0 - \omega_k}{\omega_k} \right)^2 \frac{Q^2}{\omega_k^2}]. \quad (4.25)$$

Из полученного соотношения непосредственно следует, что чем ближе частота автогенератора ω_0 к резонансной частоте контура ω_k , тем выше значение $\partial \varphi_3 / \partial \omega$ и, следовательно, в соответствии с (4.22), выше стабильность его частоты. Поэтому на практике стремятся обеспечить условие $\varphi_S + \varphi_k \approx 0$, поскольку при этом $\varphi_3 \approx 0$ и колебания возникают на частоте, близкой к резонансной частоте контура.

Для уменьшения фазового сдвига φ_S необходимо использовать в автогенераторе транзисторы с высоким значением ω_S . Эффективной мерой повышения стабильности частоты автогенератора является также компенсация фазового сдвига $\varphi_S + \varphi_k$ путем включения в трехточечную схему добавочного реактивного сопротивления z_4 (см. рис. 4.2). В итоге, полагая $\omega_0 \approx \omega_k$, из (4.25) получим

$$\left. \frac{\partial \varphi_3}{\partial \omega} \right|_{\omega=\omega_0} \approx -\frac{2Q}{\omega_0}. \quad (4.26)$$

Подставляя это выражение в (4.22), находим

$$\varepsilon = \Delta\varphi / 2Q. \quad (4.27)$$

$$\text{Поскольку } \Delta\varphi = \Delta\varphi_S + \Delta\varphi_k + \Delta\varphi_3, \quad (4.28)$$

то всякое изменение углов, входящих в уравнение баланса фаз, изменяет суммарный фазовый сдвиг. Следует отметить, что дестабилизирующие факторы по-разному влияют на частоту автогенератора. Так, если эти факторы приводят к изменению углов φ_S и φ_k (меняются, например, параметры эквивалентной схемы транзистора из-за изменения режима его работы), то резонансная частота контура остается прежней ($\Delta\varphi_3 = 0$), то $\Delta\varphi = \Delta\varphi_k + \Delta\varphi_S$ и непосредственно из (4.27) следует, что стабильность частоты возрастает с ростом добротности контура. Физически это объясняется тем, что при большой добротности крутизна его фазо-частотной характеристики оказывается высокой и для компенсации изменения углов φ_S и φ_k необходимо очень небольшое изменение частоты автогенератора.

Другая группа дестабилизирующих факторов (температура, влажность и т. д.) воздействует непосредственно на резонансную частоту контура ω_k , не изменяя φ_S и φ_k ($\Delta\varphi_S = \Delta\varphi_k = 0$). Если величина ω_k изменилась на малую величину $\Delta\omega_k$, то при $\omega_k \approx \omega_0$ из (4.24) и (4.28) имеем

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_3 = \Delta\omega_k 2Q/\omega_0. \quad (4.29)$$

Подставляя (4.29) в (4.27), получаем

$$\varepsilon = \Delta\omega_K/\omega_0. \quad (4.30)$$

Из выражения (4.30) следует, что независимо от добротности контура изменение его резонансной частоты $\Delta\omega_K$ вызывает такое же изменение частоты автогенератора.

Изменение резонансной частоты контура $\omega_K = 1/LC$, как уже указывалось, может происходить из-за изменения температуры окружающей среды, давления, влажности и т. д. Если под действием этих дестабилизирующих факторов параметры контура L и C получают малые приращения ΔL и ΔC , то резонансная частота контура изменяется на величину

$$\begin{aligned} \Delta\omega_K &= 1/V \sqrt{(L + \Delta L)(C + \Delta C)} - 1/V \sqrt{LC} \approx \\ &\approx (1/2 \omega_K) (\Delta L/L + \Delta C/C). \end{aligned} \quad (4.31)$$

Подставляя (4.31) в (4.30) и учитывая, что $\omega_K \approx \omega_0$, получаем

$$\varepsilon = -0.5 (\Delta L/L + \Delta C/C). \quad (4.32)$$

Из (4.32) следует, что для создания высокостабильных автогенераторов необходимо использовать элементы колебательной системы (емкости и индуктивности) с малыми относительными изменениями их параметров. В частности, при изменении температуры окружающей среды необходимо применять емкости и индуктивности с малыми температурными коэффициентами α_L и α_C ($\alpha_L = \Delta L/L\Delta t$; $\alpha_C = \Delta C/C\Delta t$; Δt — абсолютное изменение температуры).

Характер и величина изменения параметров реактивных элементов колебательной системы зависят от их конструкции. Для повышения стабильности частоты автогенератора весьма эффективно использование термокомпенсации (α_L и α_C имеют разные знаки) и термостатирования.

Тепловой режим автогенератора определяется не только окружающей средой, но и тепловыми процессами, протекающими непосредственно в транзисторе. Чтобы повысить стабильность частоты автогенератора, необходимо для облегчения его теплового режима снижать снимаемую с него мощность. На стабильность частоты автогенератора влияют и механические воздействия на элементы колебательной системы (например, вибрация). Под действием вибрации меняются емкости между деталями и проводами, что, в свою очередь, приводит к изменению частоты автогенератора. Уменьшить влияние механических воздействий на частоту автогенератора можно, используя интегральную технологию.

На стабильность частоты автогенератора, конечно, влияет также изменение параметров транзистора. К контуру автогенератора подключены комплексные проводимости транзистора y_{11} ; y_{12} ; y_{22} . Активные составляющие этих проводимостей g_{11} , g_{22} , g_{12} вносят активные потери в контур, снижая, как указывалось, его добротность, а следовательно, и стабильность частоты автогенератора при изменении φ_S и φ_K . Изменения же реактивных составляющих этих

проводимостей B_{11} , B_{22} , B_{12} приводят к изменению частоты автоколебаний аналогично механизму влияния собственной емкости и индуктивности колебательного контура.

Кроме температуры окружающей среды в качестве дестабилизирующего фактора выступает и изменение напряжений источников питания (например, E_K). Под действием этого фактора изменяются, в частности, реактивные параметры транзистора B_{11} , B_{22} , B_{12} , поскольку происходит изменение барьерных (зарядных) емкостей транзистора и постоянных времени коллекторного и эмиттерного переходов. Эти параметры транзистора, в свою очередь, зависят от питающих токов и напряжений. Для уменьшения изменения реактивных проводимостей транзистора, вызванного колебанием питающих напряжений, необходимо увеличивать рабочие токи и напряжения на переходах транзистора. Однако при этом возрастает мощность, рассеиваемая в транзисторе ($P_{\text{пот}} \approx E_K I_{K0}$), что приводит к изменению его температурного режима, а следовательно, и к ухудшению стабильности частоты. Поэтому для каждого типа транзисторов можно указать оптимальные значения напряжения E_K и тока I_{K0} , при которых стабильность частоты будет наибольшей.

Отметим, что колебания напряжения источников питания меняют режим работы транзистора, а следовательно, и фазу крутизны φ_s . Это, в свою очередь, также приводит к изменению частоты автогенератора.

Для уменьшения влияния изменения параметров транзистора на частоту генератора на практике уменьшают связь колебательного контура с транзистором.

Для повышения стабильности частоты автогенератора часто стабилизируют питающие напряжения транзистора.

4.4. Цепи питания автогенераторов

Схема питания автогенератора по постоянному току показана на рис. 4.8. Ранее указывалось, что в начальный момент для выполнения условия самовозбуждения ($S_{\text{ср}} K > 1/Z_0$) необходимо, чтобы крутизна характеристики $i_K = f(U_{BЭ})$ транзистора была достаточно большой. Это означает, что начальное смещение на базу транзистора должно быть больше E' . При возникновении автоколебаний для снижения средней крутизны необходимо, чтобы по мере нарастания амплитуды колебаний смещение на базе транзистора уменьшилось. В стационарном режиме устанавливается смещение E_B , меньшее напряжения отсечки E' . Таким образом, в транзисторном автогенераторе должны быть источники внешнего отпирающего смещения $E_{B, \text{вн}}$ (за счет делителя R_1, R_2 на рис. 4.8) и запирающего автоматического смещения $E_B - E_{B, \text{вн}}$ (за счет тока I_{B0} и I_{K0}).

В стационарном режиме

$$E_B = E_K R_2 / (R_1 + R_2) - I_{B0} R_1 R_2 / (R_1 + R_2) - R_3 (I_{K0} + I_{B0}). \quad (4.33)$$

Здесь $E_{Б.вн} = E_K R_2 / (R_1 + R_2)$ — внешнее отпирающее смещение; $I_{Б0} R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ — автоматическое смещение, обусловленное базовым током; $R_3 (I_{K0} + I_{Б0})$ — автоматическое смещение, вызванное постоянной составляющей эмиттерного тока $I_{Э0} = I_{K0} + I_{Б0}$.

Учитывая, что $I_{Б0} = \frac{I_{K0}}{\beta_0}$, $I_{Э0} = \frac{1 + \beta_0}{\beta_0} I_{K0}$

(β_0 — статический коэффициент усиления по току в схеме с ОЭ), из (4.33) получаем

$$E_B = E_K R_2 / (R_1 + R_2) - I_{K0} ((1/\beta_0) \times [R_1 R_2 / (R_1 + R_2) + R_3] + R_3). \quad (4.34)$$

При кусочно-линейной аппроксимации

$$I_{K0} = S U_{БЭ1} \gamma_0(\theta); \cos \theta = -(E_B - E') / U_{БЭ1}. \quad (4.35); (4.36)$$

Из (4.35) и (4.36) получаем уравнение, связывающее напряжение смещения E_B и постоянную составляющую коллекторного тока:

$$E_B = E' - (I_{K0}/S) [\cos \theta / \gamma_0(\theta)]. \quad (4.37)$$

Совместное решение уравнений (4.34) и (4.37) позволяет при заданном угле отсечки θ найти связь между E_B и I_{K0} . На рис. 4.9 показано графическое решение системы уравнений (4.34) и (4.37)

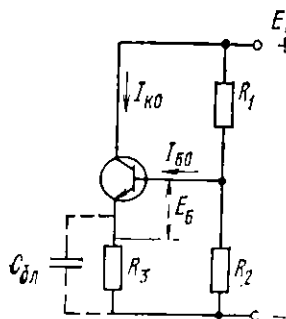


Рис. 4.8

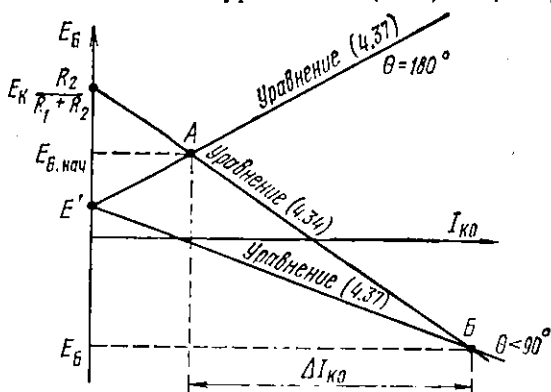


Рис. 4.9

для момента самовозбуждения ($\theta = 180^\circ$) и для стационарного режима ($\theta < 90^\circ$). Точка А соответствует режиму самовозбуждения, точка В — стационарному режиму. Переход автогенератора из режима покоя в стационарный режим сопровождается изменением постоянной составляющей коллекторного тока на величину ΔI_{K0} . Чтобы уменьшить изменение реактивных параметров транзистора при изменении ΔI_{K0} , стремятся рассчитывать цепи смещения таким образом, чтобы ΔI_{K0} было малым. Это достигается включением в эмиттерную цепь транзистора сопротивления R_3 (см. рис. 4.8).

Под действием дестабилизирующих факторов может также меняться ток базы $I_{Б0}$ (из-за сильной температурной зависимости

коэффициента β_0), а это, в свою очередь, означает, что в соответствии с (4.33) изменяется напряжение смещения на базе транзистора. Чтобы уменьшить это влияние, необходимо, чтобы выполнялось неравенство

$$R_1 R_2 / (R_1 + R_2) \ll (1 + \beta_0) R_3. \quad (4.38)$$

Второе слагаемое в (4.33) в этом случае значительно меньше третьего, и, следовательно, автоматическое смещение, обусловленное базовым током, мало по сравнению с автосмещением, обусловленным эмиттерным током.

На практике сопротивления R_1 и R_2 выбирают достаточно большими, чтобы обеспечить без дополнительных блокировочных элементов малое шунтирование высокочастотных цепей автогенератора. В то же время должно выполняться соотношение (4.38). Отметим, что параллельно сопротивлению R_3 включают емкость $C_{бл}$, которая успешно выполняет функцию блокировки при выполнении соотношения

$$\omega C_{бл} > 10/R_3 \quad (4.39)$$

Выбирать величину $C_{бл}$ слишком большой не рекомендуется, поскольку в этом случае возможно возникновение прерывистой автогенерации. Действительно, если постоянная времени $R_3 C_{бл}$ велика, то при уменьшении амплитуды автоколебаний смещение на базе транзистора остается большим, а $S_{ср}$ — малой. Вследствие этого условия самовозбуждения ($S_{ср} \kappa > 1/Z_3$) не выполняются и колебания срываются. Смещение постепенно уменьшается, средняя крутизна растет и колебания опять возникают. Чтобы избежать прерывистой генерации, постоянную времени $T = R_3 C_{бл}$ выбирают меньшей постоянной времени колебательной системы автогенератора $2Q/\omega$, т. е. $R_3 C_{бл} \ll 2Q/\omega$, где ω — частота генерации.

На рис. 4.10 для примера приведена полная схема транзисторного автогенератора, построенного по емкостной трехточечной схеме.

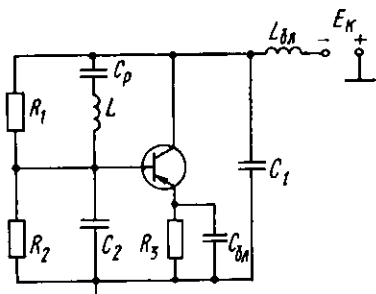


Рис. 4.10

4.5. Автогенераторы с кварцевыми резонаторами

Ранее указывалось, что для создания стабильных автогенераторов необходимо использовать высокودобротные колебательные системы со стабильной резонансной частотой. В системах на обычных LC -элементах удовлетворить этим требованиям оказывается сложно. Значительно лучшими являются колебательные системы, изготовленные из материалов, обладающих пьезоэлектрическими свойствами, в частности кварцевые резонаторы. Добротность кварцевых резонаторов на несколько порядков превышает добротность обычных LC -контуров и достигает нескольких десятков тысяч и даже нескольких миллионов. В кварцевом резонаторе пластина кварца помещается между двумя

металлическими обкладками. Кварцевая пластина вырезается из кристалла кварца под определенным углом относительно кристаллографических осей (оптической Z , механической Y и электрической X). По тому, как ориентированы пластины кварца по отношению к осям X и Y , различают прямые срезы, при которых ребра пластины параллельны осям X или Y (соответствующие срезы обозначаются X или Y), и косые срезы, при которых ребра не параллельны осям X и Y , а образуют с ними некоторые углы (срезы АТ, БТ, ЖТ и т. д.)

Вид среза определяет температурные характеристики резонаторов. Кварцевая пластина обладает пьезоэлектрическими свойствами, следовательно, под действием ВЧ напряжения, приложенного к металлическим обкладкам резонатора, возникают упругие механические колебания с очень малым декрементом затухания. Основная частота механических колебаний определяется геометрическими размерами пластин и видом среза.

Как правило, используются кварцевые пластины косых срезов типа ЖТ с колебаниями сжатия-растяжения по ширине (диапазон 50 ... 500 кГц) и типов АТ и БТ с колебаниями сдвига по толщине (диапазон выше 500 кГц).

Основная частота механических колебаний кварцевого резонатора в мегагерцах при колебаниях сдвига по толщине определяется соотношением

$$f_{\text{кв}} = M/d. \quad (4.40)$$

Здесь M — частотный коэффициент; d — толщина пластины, мм. Значение коэффициента M определяется типом среза и видом колебаний. В частности, для кварцевого резонатора при колебаниях сдвига по толщине значение M находится в пределах от 1,5 до 3 МГц/мм.

Из (4.40) видно, что для повышения частоты механических колебаний необходимо уменьшить толщину пластины. Обычно из-за технологических трудностей толщина пластины не делается меньше 0,1 мм, что обеспечивает частоту основных колебаний в пределах 15 ... 30 МГц. При необходимости стабилизации более высоких частот используют гармоники механических колебаний кварцевого резонатора. При этом возбуждение кварцевого резонатора возможно только на нечетных гармониках ($n=3, 5, 7$ и т. д.), так как только в этом случае на обкладках резонатора образуются заряды противоположного знака.

Было установлено, что добротность кварцевого резонатора на третьей и пятой гармониках примерно такая же (или несколько выше), как на первой, а начиная с седьмой гармоники, она снижается. Поскольку, как всякая электромеханическая система с распределенными постоянными, кварцевый резонатор имеет множество собственных частот, всегда стремятся их разнести. Это достигается выбором типа среза пластины, ее геометрических размеров и обработкой поверхности кристалла.

Температурные свойства кварца характеризуются температурным коэффициентом частоты (ТКЧ). Этот параметр характеризует изменение собственной частоты кварца при изменении температуры на 1° . Величина и знак ТКЧ кварца зависят от типа среза и температуры. На рис. 4.11 для примера приведе-

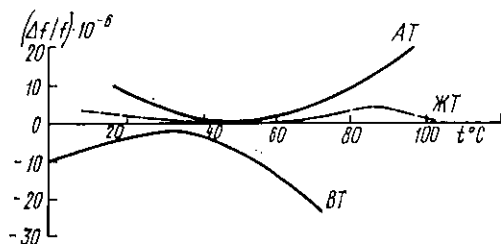


Рис. 4.11

ны температурные характеристики кварца для трех типов среза. Отметим, что при отрицательных температурах ТКЧ кварца резко возрастает. В ограниченных интервалах температур для косых срезов ТКЧ кварца близок к нулю (на-

пример, для среза АТ при температуре 50°). Это позволяет, используя термостат, обеспечить оптимальные условия работы кварцевого резонатора. Значение собственной частоты кварцевого резонатора с течением времени изменяется (так называемое старение кварца). Например, согласно ГОСТ для серийных кварцевых резонаторов с частотой свыше 800 кГц, за половину гарантийного срока работы (примерно 6000 ... 7000 ч) допустимый уход частоты не должен превышать $\pm 10^{-5}$, а за весь гарантийный срок $\pm 2 \cdot 10^{-5}$.

Старение кварцевого резонатора в значительной мере определяет реальную долговременную нестабильность частоты автогенераторов с кварцем.

Мощность, рассеиваемая на резонаторе, $P_{\text{кв.доп}}$, во многом определяет стабильность его собственной частоты. Обычно эта величина не превосходит нескольких милливатт (указывается в паспортных данных резонатора). При превышении мощностью, рассеиваемой на резонаторе, $P_{\text{кв}}$ допустимого значения $P_{\text{кв.доп}}$ происходит резкое ухудшение стабильности собственной частоты кварцевого резонатора из-за изменения структуры его кристаллической решетки и даже разрушение кристалла кварца. Эквивалентная схема кварцевого резонатора, работающего вблизи его собственной частоты, представлена на рис. 4.12.

Емкость C_0 характеризует статическую емкость кварцевого держателя (обычно 2 ... 8 пФ), а $L_{\text{кв}}$, $C_{\text{кв}}$, $r_{\text{кв}}$ являются непосредственно динамическими параметрами кварца.

Индуктивность кварца $L_{\text{кв}}$ характеризует инерционные свойства пластины (обычно составляет от десятых долей до единиц генри). Емкость $C_{\text{кв}}$ характеризует упругие свойства пластины (величина ее от сотых до десятых долей пикофард). Отметим, что величина $L_{\text{кв}}$ не зависит от номера гармоники, а $C_{\text{кв}}$ уменьшается примерно пропорционально квадрату номера гармоники. Сопротивление $r_{\text{кв}}$, характеризующее потери в резонаторе, возрастает пропорционально номеру гармоники.

Из эквивалентной схемы кварцевого резонатора, приведенной на рис. 4.12, видно, что имеются две собственные частоты резонатора. Первая из них соответствует последовательному резонансу

$$\omega_1 = 1/\sqrt{L_{\text{кв}} C_{\text{кв}}}, \quad (4.41)$$

а вторая (более высокая) — параллельному резонансу

$$\begin{aligned} \omega_0 &= 1/\sqrt{L_{\text{кв}} C_0 C_{\text{кв}}/(C_0 + C_{\text{кв}})} = \\ &= \omega_1 \sqrt{1 + C_{\text{кв}}/C_0}. \end{aligned} \quad (4.42)$$

Поскольку обычно $C_{\text{кв}}/C_0 \ll 1$, то

$$\omega_0 \approx \omega_1 (1 + C_{\text{кв}}/2 C_0). \quad (4.43)$$

Эквивалентное сопротивление кварцевого резонатора (сопротивление между точками $a-b$ на рис. 4.12) можно записать в следующей форме:

$$\dot{Z}_{\text{кв.р}} = r_{\text{кв.р}} + i x_{\text{кв.р}}, \quad (4.44)$$

$$\text{где } r_{\text{кв.р}} = r_{\text{кв}}/[(1 - b \tau_0)^2 + \tau_0^2]; \quad (4.45)$$

$$x_{\text{кв.р}} = r_{\text{кв.р}} [b(1 - \tau_0 b) - \tau_0], \quad (4.46)$$

где $\tau_0 = \omega_1 C_0 r_{\text{кв}}$; $b = (\omega_1 L_{\text{кв}}/r_{\text{кв}}) (\omega/\omega_1 - \omega_1/\omega)$.

Таким образом, получаем последовательную схему замещения кварцевого резонатора (рис. 4.13). Характер зависимости $r_{\text{кв.р}}$ и

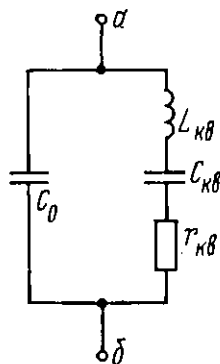


Рис. 4.12

$x_{кв.р}$ от частоты представлен на рис. 4.14. Отметим, что резонансные частоты, при которых $x_{кв.р}=0$, с большой степенью точности совпадают с частотами ω_0 и ω_1 , найденными без учета потерь.

В диапазоне частот $0 \dots \omega_1$ и $\omega_0 \dots \infty$ реактивное сопротивление кварцевого резонатора носит емкостный характер, а в диапазоне $\omega_1 \dots \omega_0$ — индуктивный. Вблизи же частоты ω_1 кварцевый резонатор ведет себя как последовательный резонансный контур с вы-

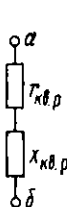


Рис. 4.13

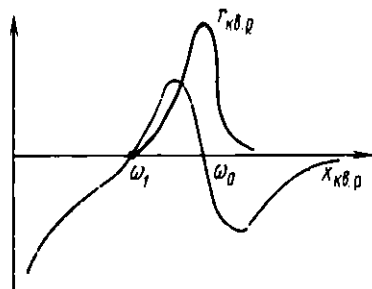


Рис. 4.14

сокой добротностью, а вблизи частоты ω_0 — как высокодобротный параллельный контур. Благодаря большой добротности фазо-частотная характеристика кварцевого резонатора вблизи частот последовательного и параллельного резонансов имеет большую крутизну, что, как уже указывалось, очень важно для построения высокостабильных автогенераторов.

Кроме того, кварцевый резонатор, как уже указывалось, обладает высокой эталонностью собственных частот, мало зависящих от действия дестабилизирующих факторов.

Все схемы кварцевых автогенераторов, которые используются на практике, можно разделить на две группы. В первой группе схем кварцевый резонатор играет роль индуктивного сопротивления (так называемые «осцилляторные схемы»). Во второй группе схем кварцевый генератор используется как последовательный резонансный контур. При этом он включается в цепь обратной связи. В осцилляторных схемах кварцевый резонатор включается либо между коллектором и базой (емкостная трехточечная схема на рис. 4.15), либо между эмиттером и базой, или эмиттером и коллектором (индуктивная трехточечная схема на рис. 4.16а и б).

Во всех приведенных схемах автогенераторов, как уже указывалось, кварцевый резонатор играет роль индуктивности. На практике чаще всего используется емкостная трехточечная схема (см. рис. 4.15). Она отличается конструктивной простотой (не требует дополнительных индуктивностей) и легкостью настройки.

При работе кварцевого резонатора на гармониках механических колебаний несколько усложняют емкостную трехточечную схему, включая параллельно емкости C_1 индуктивность L (показано на рис. 4.15 пунктиром). Резонансная частота контура LC_1 выбирается таким образом, чтобы она была ниже рабочей частоты,

но выше частоты ближайшей низкой нечетной гармоники механических колебаний. Тогда на рабочей частоте контур LC_1 эквивалентен емкости, и автогенератор представляет собой обычную трехточечную схему. На более же низкой механической гармонике кварца контур LC_1 эквивалентен индуктивности и автогенератор не возбуждается, так как не выполняются фазовые соотношения.

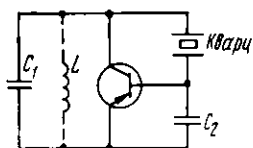


Рис. 4.15

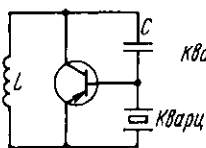
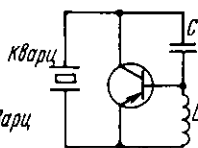


Рис. 4.16



Для емкостной трехточечной схемы с кварцем условие баланса фаз [см. (4.13)] в предположении, что $\varphi_S = \varphi_K = 0$, $n = 0$, может быть записано в следующей форме: $\varphi_3 = 0$. Следовательно,

$$x_1(\omega_r) + x_2(\omega_r) + x_{\text{кв.р}}(\omega_r) = 0, \quad (4.47)$$

где ω_r — частота автогенератора; $x_1(\omega_r) = 1/\omega_r C_1$; $x_2(\omega_r) = 1/\omega_r C_2$; $x_{\text{кв.р}}(\omega_r)$ определяется соотношением (4.46).

Графическое решение уравнения (4.47) приведено на рис. 4.17. Имеются две точки пересечения кривой $-(x_1 + x_2)$ с кривой $x_{\text{кв.р}}$. Частота ω_r соответствует точке пересечения А, а частота ω_r^* — точке пересечения Б. На частоте ω_r активное сопротивление кварцевого резонатора $r_{\text{кв.р}}$ значительно меньше, чем на частоте ω_r^* , и, следовательно, условие баланса амплитуд (4.12) будет выполняться именно на этой частоте.

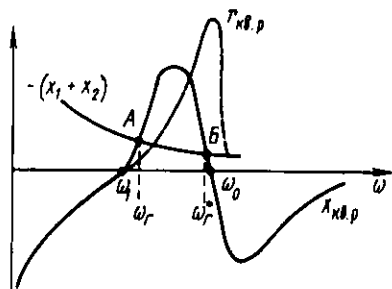


Рис. 4.17

Частота автоколебаний ω_r находится непосредственно из решения уравнения (4.47). Пренебрегая потерями в кварцевом резонаторе $r_{\text{кв.р}}$, находим $\omega_r \approx \omega_1 \left[1 + \frac{1}{2} \frac{C_{\text{кв}}}{C_0 + C_2 C_3 / (C_2 + C_3)} \right]$.

Кроме осцилляторных схем автогенераторов, в которых кварцевый резонатор используется в качестве индуктивности, как уже указывалось, применяются на практике схемы, где кварц используется как последовательный резонансный контур. Принцип работы этих схем основан на том, что модуль сопротивления кварцевого резонатора на частоте последовательного резонанса ω_1 минимален и резко возрастает при отклонении частоты от ω_1 . Поэтому если включить кварцевый резонатор в цепь обратной связи трехточечной схемы автогенератора (рис. 4.18), то на частотах, близких

к частоте последовательного резонанса ω_1 , цепь обратной связи (образуется кварцевым резонатором и сопротивлением R) замкнута и автогенератор самовозбуждается. На частотах, отличных от ω_1 , сопротивление кварцевого резонатора велико, а коэффициент обратной связи мал, и условия самовозбуждения автогенератора не выполняются.

Таким образом, частота генерации автогенератора близка к частоте ω_1 .

Отметим, что в рассматриваемой схеме автогенератора возможно возникновение паразитных колебаний на частотах, значительно больших частоты ω_1 . Дело в том, что параллельно кварцевому

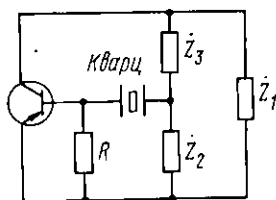


Рис. 4.18

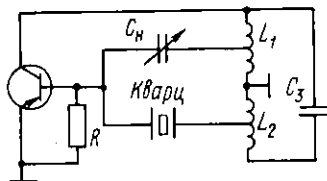


Рис. 4.19

резонатору включена статическая емкость кварцедержателя C_0 , а это приводит к тому, что на этих частотах цепь обратной связи не размыкается и коэффициент обратной связи оказывается достаточным для возбуждения колебаний. Чтобы избежать этого явления, применяется схема автогенератора с нейтрализацией емкости C_0 . Пример такой схемы приведен на рис. 4.19.

Емкость C_n выбирается примерно равной C_0 . Тогда ток, протекающий через C_n , равен по амплитуде и противоположен по фазе току, протекающему через C_0 , и, следовательно, цепь обратной связи разомкнута. При частотах $\omega_r \approx \omega_1$ сопротивление кварцевого резонатора близко к нулю и цепь обратной связи оказывается замкнутой. Таким образом, в схеме автогенератора с нейтрализацией емкости C_0 колебания возникают только на частотах, близких к ω_1 .

4.6. Синтезаторы частот

Как указывалось, одним из основных элементов современного возбудителя является синтезатор частот. При небольшом числе фиксированных частот N ($N < 10$) возбудители строят без использования синтезатора по принципу «кварц — волна», т. е. для каждой рабочей частоты используют высокостабильный автогенератор со своим кварцевым резонатором. При этом, как правило, используется емкостная трехточечная схема автогенератора с кварцевым резонатором между базой и коллектором (см. рис. 4.15). По принципу «кварц — волна» построен, в частности, возбудитель ВТ-2 [4.5].

При увеличении числа рабочих частот возбудителя, работающего по принципу «кварц — волна», возрастает и число необходимых кварцевых резонаторов, что существенно усложняет и удорожает такой возбудитель. Если число рабочих частот больше 10, то применяется диапазонно-кварцевая стабили-

зация частоты. В простейших возбуждателях этого типа используется интерполяционный принцип формирования выходных колебаний. При этом рабочая частота получается путем сложения (или вычитания) вспомогательных частот f_1 и f_2 (рис. 4.20).

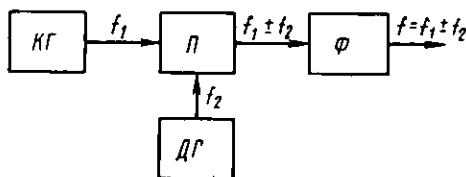


Рис. 4.20

На преобразователь П поступают сигналы от кварцевого генератора КГ с частотой f_1 и от диапазонного генератора ДГ с частотой f_2 . Фильтр Ф выделяет сигнал частотой $f_1 + f_2$ (или $f_1 - f_2$). При изменении частоты f_2 и настройки фильтра Ф частота выходного сигнала будет изменяться. При этом легко показать, что относительная нестабильность частоты выходного сигнала определяется выражением

$$\varepsilon = \Delta f / f = (\Delta f_1 + \Delta f_2) / (f_1 + f_2) = \Delta f_1 / f_1 (1 + f_2 / f_1) + \Delta f_2 / f_2 (1 + f_1 / f_2), \quad (4.48)$$

где Δf_1 — нестабильность частоты f_1 ; Δf_2 — нестабильность частоты f_2 .

При $f_1 \gg f_2$ нестабильность частоты выходного сигнала определяется нестабильностью частоты кварцевого генератора КГ. Конечно, при таком выборе частот f_1 и f_2 возрастают требования к фильтру Ф по подавлению комбинационных частот. По интерполяционному принципу построен возбуждатель ВЧД-100. В этом возбуждателе используются ряд сменных частот f_1 и плавно изменяющаяся частота f_2 диапазонного генератора.

Если частоты f_1 и f_2 изменять дискретно, то, увеличивая число фиксированных частот f_1 и f_2 , можно получать произвольное число рабочих частот N . При этом удобно использовать принцип многократной интерполяции (рис. 4.21).

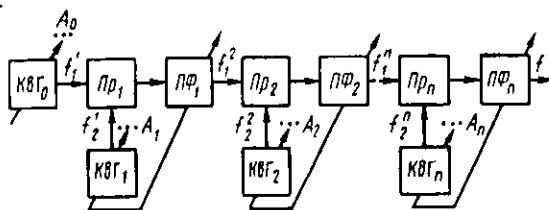


Рис. 4.21

В сравнении с возбуждателем, построенным по принципу однократной интерполяции, здесь удастся получить большее число фиксированных частот при том же числе кварцевых резонаторов.

Кварцевые генераторы КвГ₀, КвГ₁, ..., КвГ_N (см. рис. 4.21) обеспечивают соответственно $A_0, \dots, A_N$ фиксированных частот каждый.

Преобразователи частоты $ПР_1 \dots ПР_N$ и полосовые фильтры $ПФ_1 \dots ПФ_N$ позволяют получить суммарные (или разностные) частоты. На практике часто для упрощения схемы используют только суммарные или только разностные частоты. При этом общее число фиксированных частот на выходе возбуждателя $N = A_0 A_1 \dots A_N$.

С ростом требований к стабильности частоты выходных колебаний возбуждателя и с увеличением числа его рабочих частот в возбуждателях стали ис-

пользоваться синтезаторы частот. В таких устройствах выходные рабочие частоты формируются в результате когерентных преобразований частоты одного опорного высокостабильного автогенератора. Синтезаторы частот строятся на основе метода либо прямого, либо косвенного синтеза. В синтезаторах, построенных на основе метода прямого синтеза (иногда называемого методом синтеза), выходные колебания получаются с помощью операций сложения, вычитания, умножения и деления эталонной опорной частоты. Простейший синтезатор строится с использованием генератора гармоник.

В синтезаторах, построенных с использованием генератора гармоник (рис. 4.22), из колебания опорного эталонного генератора (ЭГ) с помощью генератора гармоник (ГГ) формируются короткие импульсы. Спектр этих импульсов

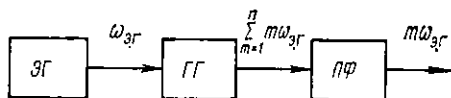


Рис. 4.22

богат гармониками. С помощью узкополосного ПФ из спектра импульсов выделяется сигнал требуемой рабочей частоты $m\omega_{\text{ЭГ}}$. Степень подавления нежелательных компонент на выходе синтезатора определяется параметрами полосового фильтра ПФ. По указанному принципу построен синтезатор возбудителя ВТ-53М [4.2; 4.5].

При большом числе рабочих частот необходимо перестраивать ПФ в широких пределах, что на практике оказывается затруднительным. Для облегчения требований к полосовому фильтру используется специальная схема с двойным преобразованием частоты (схема с «вычитанием ошибки», рис. 4.23).

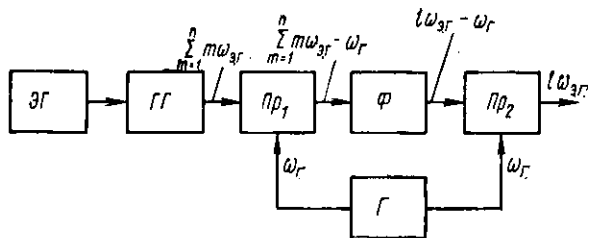


Рис. 4.23

В первом преобразователе $Пр_1$ частота всех гармоник, поступающих с генератора гармоник ГГ, понижается на частоту $\omega_{\text{Г}}$ вспомогательного генератора Г. Узкополосный фильтр Ф имеет центральную частоту, совпадающую с частотой одной из гармонических составляющих входного сигнала (пусть, для примера, с частотой $l\omega_{\text{ЭГ}} - \omega_{\text{Г}}$). Все остальные составляющие подавляются фильтром Ф. Далее на выходе второго преобразователя выделяется сигнал частотой $l\omega_{\text{ЭГ}}$. Нестабильность частоты вспомогательного генератора $\Delta\omega_{\text{Г}}$ определяет полосу пропускания фильтра Ф и не влияет на выходной сигнал преобразователя $Пр_2$. Для изменения выходной частоты в схеме с «вычитанием ошибки» достаточно только менять частоту генератора Г.

Отметим, что синтезаторы частот, в которых рабочая частота изменяется десятичными степенями (например, через 100 Гц, 1 кГц, 10 кГц и т. д.), называются декадными. Декадная система установки (отсчета) частоты синтезатора существенно упрощает управление им.

В более сложных синтезаторах, построенных по методу прямого синтеза, используется принцип «идентичных декад» (рис. 4.24). Из сигнала кварцевого генератора в формирователе вспомогательных частот (ФВЧ) формируются десять опорных частот, $f_{01} \dots f_{010}$, и сигнал частотой $f'_0 = f_{01}/9$. Опорные частоты $f_{01} \dots f_{010}$ связаны соотношением $f_{0n} = f_0(n-1)\Delta f$ ($n=1 \dots 10$; Δf — шаг сетки вспомогательных частот). С помощью декадных переключателей $\Pi_1 \dots \Pi_n$ сигнал одной из частот $f_{01} \dots f_{010}$ можно подать на вход любого преобразователя Пр. Полосовые фильтры ПФ выделяют сигналы суммарной частоты. Частота выделенного сигнала уменьшается в 10 раз делителем Д (который в последней декаде отсутствует).

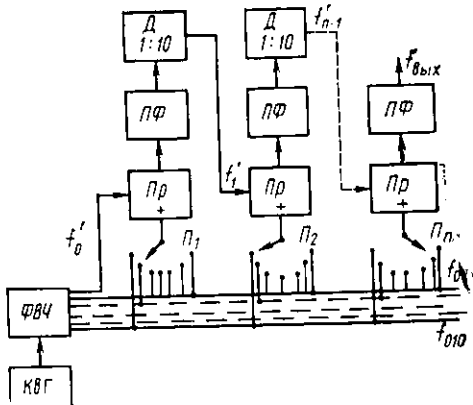


Рис. 4.24

Можно показать, что выходная частота синтезатора определяется соотношением

$$f_{\text{вых}} = 10^k f'_0 + \Delta f [n_k + (n_k - 1)/10 + n_1/10^{k-1}],$$

где k — число декад; n_k — номер положения переключателя Π_k ($n_k = 0, 1, \dots, 9$). Отметим, что шаг полученной сетки частот в $10^{(k-1)}$ раз мельче интервала Δf между соседними опорными частотами $f_{01} \dots f_{010}$. Увеличивая число декад, можно уменьшать шаг сетки выходных частот, при этом не требуется перестройки ПФ.

Недостатком синтезаторов, построенных по методу идентичных декад, является необходимость применения значительного числа преобразователей и фильтров, что в конечном итоге усложняет получение подавления уровня побочных частот на выходе синтезатора более чем на 60...80 дБ.

Рассмотренные выше принципы построения синтезаторов, как уже указывалось, основаны на прямом синтезе. На практике используются и синтезаторы частоты, построенные на основе метода косвенного синтеза (иногда называемого методом анализа). Такие синтезаторы содержат в своем составе подстраиваемый по частоте автогенератор, охваченный петлей фазовой автоподстройки.

Простейшая структурная схема системы ФАПЧ изображена на рис. 4.25. Сигналы частот $\omega_{\text{э.г}}$ и $\omega_{\text{п.г}}$ от эталонного ЭГ и подстраиваемого ПГ генераторов поступают на фазовый детектор ФД, вы-

ходное напряжение которого определяется разностью фаз напряжений, действующих на его входах. Выходное напряжение фазового детектора через ФНЧ воздействует на управляющий элемент УЭ (например, варикап), который изменяет частоту подстраиваемого генератора, приближая ее к частоте эталонного.

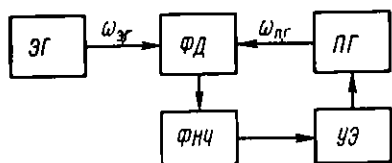


Рис. 4.25

В стационарном режиме, когда частоты $\omega_{\text{ЭГ}}$ и $\omega_{\text{ПГ}}$ равны, в системе устанавливается постоянная разность фаз между сигналами соответствующих генераторов и выходное напряжение ФД постоянно. Это постоянное напряжение подается на вход УЭ, ибо в

противном случае статический режим будет невозможен. Поэтому между ФД и УЭ включаются устройства, пропускающие постоянный ток. Такими устройствами являются ФНЧ. Они устраняют из спектра сигнала управления нежелательные составляющие побочных частот, присутствующие на выходе ФД, которые, попадая на вход УЭ, вызывают паразитную частотную (фазовую) модуляцию эталонного сигнала.

Система ФАПЧ может работать в различных режимах. Например, если частоты ЭГ и ПГ равны и эффект медленных изменений параметров подстраиваемого генератора, определяющих его частоту, полностью компенсируется действием ФАПЧ, последняя работает в так называемом режиме удержания. С понятием режима удержания неразрывно связано понятие полосы удержания, т. е. области начальных расстроек генераторов ЭГ и ПГ, в которой возможен этот режим. Ширина полосы удержания определяется разностью граничных значений частоты ПГ, соответствующих наибольшему и наименьшему напряжениям на выходе ФД.

Возможен и другой режим работы системы, при котором в среднем разность частот, вырабатываемых генераторами сигналов, равна нулю, а разность фаз периодически изменяется. Этот режим, используемый крайне редко, называется режимом квазисинхронизма. Обычно систему проектируют так, чтобы он не возникал.

Третий режим работы системы ФАПЧ — режим биений. Его характерной особенностью является непрерывное нарастание в среднем разности фаз подстраиваемого и эталонного генераторов. Режим биений всегда наблюдается в тех случаях, когда начальная расстройка ПГ относительно ЭГ (т. е. расстройка, соответствующая нулю напряжения на выходе фазового детектора) больше полосы удержания. Иногда он возможен и при начальной расстройке, меньшей полосы удержания. В режиме биений среднее значение частоты ПГ отличается от частоты подстраиваемого генератора.

Переходное состояние системы, при котором режим биений переходит с течением времени в режим удержания или квазисинхронизма, называется режимом захвата.

Под полосой захвата понимается область начальных расстроек ПГ и ЭГ, в которой при любых начальных условиях устанавливается режим удержания (или квазисинхронизма). Обычно в момент включения системы частоты ПГ и ЭГ не совпадают и в системе наблюдается режим биений. При этом сигнал подстраиваемого генератора модулируется по частоте напряжением биений.

В зависимости от знака мгновенного напряжения биений разность частот ПГ и ЭГ то увеличивается, то уменьшается. В результате длительности положительной и отрицательной полуволны напряжения биений оказываются различными и на выходе ФД образуется постоянная составляющая напряжения. Наличие постоянной составляющей приводит к изменению частоты биений относительно начальной расстройки. Если начальная расстройка не выходит за пределы полосы захвата, то постоянная составляющая снижает частоту биений до нуля и возникает режим удержания. Если же начальная расстройка превышает полосу захвата, то постоянная составляющая напряжения недостаточна для ее полной компенсации и в системе наблюдается режим биений. В общем случае полосы удержания и захвата не равны друг другу (рис. 4.26). На рис. 4.26 сплошной линией показано устойчивое изменение

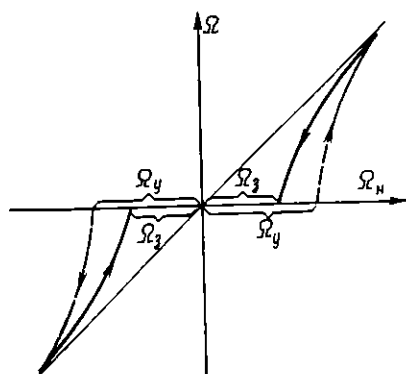


Рис. 4.26

средней разности частот (частоты биений) Ω ЭГ и ПГ в замкнутой системе ФАПЧ при изменении начальной расстройки Ω_n от больших значений к малым. Пунктирной линией показано неустойчивое изменение Ω при изменении Ω_n от малых значений к большим. Прямая линия отображает зависимость Ω от Ω_n в разомкнутой системе ФАПЧ. Поскольку кривые, как правило, получаются симметричными, под полосами удержания и захвата принято понимать половины соответствующих областей, т. е. Ω_y и Ω_z . Соотношение между Ω_y и Ω_z определяется инерционностью цепи управления системы. Так, если ФНЧ (см. рис. 4.25) в цепи управления отсутствует (цепь управления безинерционная), то $\Omega_y = \Omega_z$. Но в этом случае фильтрующая способность системы ФАПЧ оказывается низкой (помехи, действующие на выходе фазового детектора, непосредственно влияют на частоту ПГ). Если в качестве ФНЧ используется простейшая интегрирующая RC-цепочка, то соотношение между полосами удержания и захвата определяется при $\Omega_y T > 3$ ($T = RC$ — постоянная времени фильтра) приближенной зависимостью [4.4]

$$\Omega_z / \Omega_y = 1,27 / \sqrt{T \Omega_y} . \quad (4.49)$$

Из этого соотношения следует, что с увеличением постоянной

времени фильтра уменьшается полоса захвата системы ФАПЧ. Однако при этом улучшается фильтрация внешних помех, действующих непосредственно на выходе ФД, и ухудшается фильтрация внутренних помех, обусловленных собственными шумами ПГ. Поэтому на практике инерционность цепи управления выбирают исходя из компромисса между необходимостью получения широкой полосы захвата (при этом и фильтрация внутренних помех оказывается хорошей) и высокой фильтрующей способностью по отношению к внешним помехам. С этой целью в цепи управления системы часто используются более сложные фильтры [4.4].

Зная принцип работы системы ФАПЧ, нетрудно пояснить работу синтезатора, работающего по методу косвенного синтеза (методу анализа). Разнообразные схемы синтезаторов, построенных по этому методу, можно разделить на две разновидности: а) с суммированием — вычитанием частоты в тракте анализа, б) с делением частоты в тракте анализа.

На рис. 4.27 представлена структурная схема синтезатора, построенного по методу анализа, с использованием вычитания частот. Тракт анализа частоты подстраиваемого генератора ПГ, по

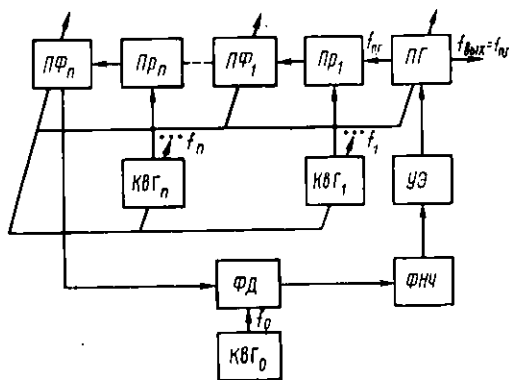


Рис. 4.27

существу, представляет собой многократный преобразователь частоты (преобразователи Пр₁—Пр_н, полосовые фильтры ПФ₁—ПФ_н, кварцевые генераторы Кв₁Г₁—Кв₁Г_н). Выходным сигналом синтезатора непосредственно являются колебания ПГ без каких-либо нелинейных преобразований. Это обеспечивает повышение спектральной чистоты выходного сигнала такого синтезатора по сравнению со спектральной чистотой колебаний на выходе синтезатора, построенного по методу прямого синтеза.

В установившемся синхронном состоянии, как уже указывалось, в системе ФАПЧ частоты сигналов, сравниваемых на фазовом детекторе, равны. Это означает для схемы, приведенной на рис. 4.27, что частота выходного колебания синтезатора (частота подстраиваемого генератора $f_{\text{п.г}}$) определяется соотношением $f_{\text{п.г}} =$

$=f_{\text{вых}}=f_0+f_1+f_2+\dots+f_n$. Изменяя частоты $f_1\dots f_n$, можно менять $f_{\text{вых}}$.

Примером возбуждителей, в которых синтезаторы построены по методу анализа с вычитанием частот, являются возбуждители ВД-54, ВО-43, Р802 [4.2; 4.5].

Структурная схема синтезатора, построенного по методу анализа с делением частоты в тракте анализа, изображена на рис. 4.28. Сигнал с выхода делителя с переменным коэффициентом де-

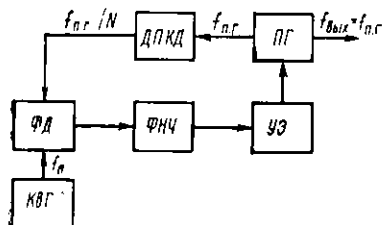


Рис. 4.28

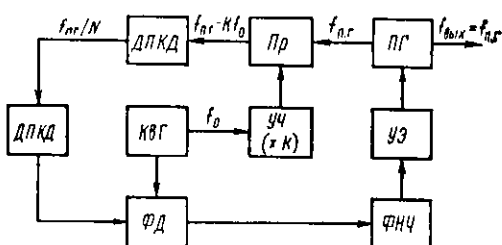


Рис. 4.29

ления (ДПКД) поступает на фазовый детектор ФД, на который одновременно поступает сигнал от кварцевого генератора КвГ с частотой f_0 . Выходное напряжение ФД, как и в обычной системе ФАПЧ, через ФНЧ воздействует на управляющий элемент (УЭ), который изменяет частоту ПГ. В синхронном состоянии частоты сигналов, сравниваемых на ФД, оказываются равными ($f_0 = f_{\text{н.г}}/N$; N — коэффициент деления ДПКД). Меняя N , можно изменять частоту колебаний на выходе синтезатора ($f_{\text{н.г}} = Nf_0$). При этом шаг частот синтезатора равен частоте f_0 . В качестве ДПКД используются счетчики импульсов, выполненные на цифровых элементах (триггерные счетчики с обратными связями). Цифровые ДПКД устойчиво работают на частотах входного сигнала менее 200 МГц. Если $f_{\text{н.г}} > 200$ МГц, то для снижения частоты входного сигнала ДПКД используют понижение частоты либо вычитанием (рис. 4.29), либо делением (рис. 4.30). При понижении частоты колебаний на входе ДПКД вычитанием (см. рис. 4.29) часто прихо-

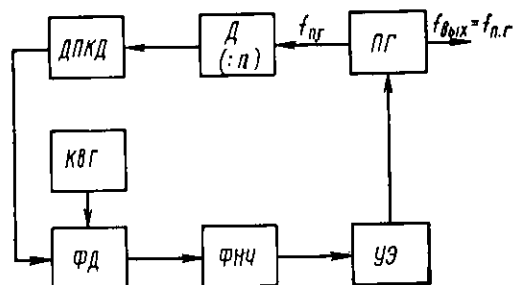


Рис. 4.30

дится весь диапазон изменения частоты подстраиваемого генератора разбивать на поддиапазоны. При этом для каждого из них получаются такие пределы изменения отношения $f_{п.г}/f_0k$ [k — коэффициент умножения частоты (УЧ)], при которых обеспечивается меньший уровень побочных составляющих в полосе пропускания ПФ, выделяющий полезный сигнал на выходе преобразователя П.

При понижении частоты колебаний на входе ДПКД с помощью делителя Д с постоянным коэффициентом деления n шаг частот синтезатора равен $n f_0$.

Отметим, что схема с дополнительным делителем (см. рис. 4.30) имеет определенные преимущества по сравнению со схемой, в которой используется понижение частоты вычитанием (см. рис. 4.29), поскольку не требует применения умножителя и преобразователя. Эти элементы схемы приводят к повышению уровня побочных составляющих в спектре выходного сигнала синтезатора.

В синтезаторах с ДПКД при малом частотном шаге требуется низкая частота кварцевого генератора f_0 . В этом случае для подавления нежелательных побочных частот в спектре выходного сигнала синтезатора, обусловленных помехой с частотой f_0 , действующей непосредственно на выходе ФД (внешняя помеха), необходимо увеличивать инерционность системы. Однако при этом, как указывалось, будут плохо фильтроваться внутренние помехи, вызванные собственными шумами ПГ. Для устранения противоречия между фильтрацией внешних и внутренних помех в синтезаторах используют двухкольцевые системы ФАПЧ (рис. 4.31). При

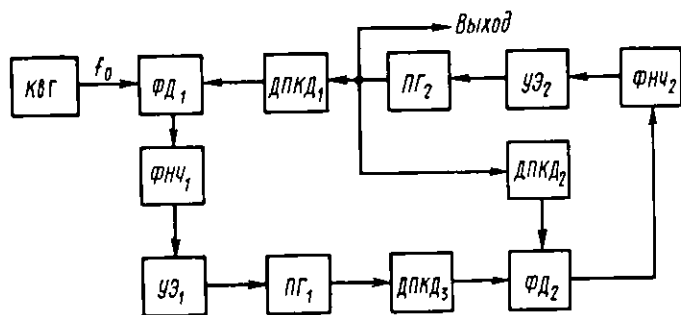


Рис. 4.31

этом одно из колец выбирается достаточно инерционным (ПГ₁, УЭ₁, ФНЧ₁, ФД₁, ДПКД₁), что обеспечивает хорошую фильтрацию внешних помех с частотой f_0 . Второе кольцо (ПГ₂, УЭ₂, ФНЧ₂, ФД₂, ДПКД₂) выбирается малонинерционным, что позволяет обеспечить хорошее подавление собственных шумов выходного генератора ПГ₂. Соответствующим выбором коэффициентов деления ДПКД₁, ДПКД₂, ДПКД₃ можно при заданном частотном диапазоне синтезатора (частота перестройки генератора ПГ₂) обеспечить малую перестройку генератора ПГ₁, что позволяет использовать

кварцевый генератор в качестве генератора ПГ₁. Это, в свою очередь, позволяет устранить влияние собственного шума генератора ПГ₁ на спектральные характеристики выходного генератора ПГ₂.

Синтезаторы с ДПКД, часто называемые также цифровыми синтезаторами, позволяют максимально использовать элементы цифровой схемотехники. Они имеют значительные преимущества перед другими типами синтезаторов по габаритным размерам, массе, технологичности и надежности.

Как уже указывалось, в состав современного возбудителя (см. рис. 4.1) входит формирователь видов работ (ФВР). При угловой модуляции (манипуляции) передача информации связана с изменением частоты (фазы) колебаний, при этом управление колебаниями, естественно, осуществляется непосредственно в возбудителе. В радиопередатчиках с амплитудной модуляцией управление колебаниями, по энергетическим соображениям, чаще всего производится в оконечном или в предоконечном каскаде (подробнее см. гл. 6). Тем не менее в сложных современных возбудителях амплитудная телефония (режим АЗ) или амплитудная телеграфия (режим А1) все же предусматривается либо в целях универсализации возбудителя, либо как резервные виды работ. Однополосная модуляция также осуществляется непосредственно в возбудителе радиопередатчика. Таким образом, в современных универсальных возбудителях, как правило, формируются все виды работ, предусмотренных регламентом радиосвязи. Например, в возбудителе типа ВО-71 предусмотрено более 30 видов работ.

В простейших возбудителях (типа «кварц—волна» или интерполяционного типа с малым числом рабочих частот) формирование требуемого вида работ производится одновременно с формированием рабочих частот, т. е. в возбудителе нельзя отдельно выделить формирователь видов работ (см. рис. 4.1). С увеличением числа каналов и расширением диапазона рабочих частот возбудителя становится целесообразным формирование видов работ и опорных частот в самостоятельных блоках. Это объясняется тем, что совмещение функций формирования видов работ с формированием рабочей частоты возбудителя усложняет получение требуемого подавления побочных составляющих на выходе возбудителя, особенно если возбудитель работает в широком диапазоне частот.

По указанной причине в современных возбудителях ввод информации (формирование требуемых видов работ) осуществляется на одной фиксированной вспомогательной частоте f_w , а в тракте переноса осуществляется преобразование сформированных колебаний в рабочий диапазон частот f_p с помощью переменной опорной частоты f , поступающей с синтезатора частот (см. рис. 4.1). Тракт переноса сформированных колебаний содержит, как правило, несколько смесителей. Формирование однополосного сигнала в ФВР возбудителя осуществляется с помощью фильтрового метода и повторной балансной модуляции (подробнее см. гл. 7). Для получения частотной и фазовой модуляции и манипуляции используются прямые и косвенные методы (см. гл. 8).

Устойчивость работы генераторов с внешним возбуждением

5.1. Виды и причины неустойчивой работы генераторов

Неустойчивость нелинейной системы приводит к разнообразным явлениям, из которых чаще всего наблюдаются паразитные автоколебания с различными частотами, иногда довольно сложной формы, с амплитудами от единиц милливольт до десятков киловольт. Появление в генераторах подобных паразитных сигналов не только создает значительные помехи основному сигналу и вызывает его паразитную модуляцию, но может привести к перегрузке и даже выходу из строя усилительного элемента, особенно полупроводникового. Могут возникать и другие явления: установление различных режимов от включения к включению генератора, самопроизвольная модуляция выходного сигнала, скачки его амплитуды при плавном изменении амплитуды входного сигнала, напряжений питания, настройки контуров или связи с нагрузкой, появление шумов и шумовой модуляции и т. п.

Существует несколько причин неустойчивой работы генераторов с внешним возбуждением. Так, в гл. 4 показано, что при достаточно сильной преднамеренно организованной положительной обратной связи в системе, состоящей из усилительного элемента (УЭ) и колебательного контура, возникают автоколебания, усилитель превращается в автогенератор. В ГВВ обратная связь возникает благодаря наличию паразитных параметров (межэлектродных емкостей и индуктивностей выводов) усилительных приборов, а также вследствие электромагнитных связей входных и выходных цепей генераторов непосредственно или через общие цепи, например цепи питания, шасси, цепи измерительных приборов и т. п.

Неустойчивость может возникнуть из-за наличия участков вольт-амперных характеристик УЭ с отрицательным наклоном, например вольт-амперной характеристики второй сетки тетрода, тока туннельного диода, диода Ганна, лавинно-пролетного диода, любого $p-n$ -перехода при чрезмерном напряжении и в некоторых других случаях.

Причиной неустойчивой работы генератора может быть плохое качество контактов в разъемных или подвижных соединениях токонесущих элементов, особенно в колебательных контурах с переменной настройкой.

В мощных высоковольтных каскадах могут появляться тихие или коронные нестабильные разряды, приводящие к появлению шумов и шумовой модуляции выходного сигнала передатчика.

Работа транзисторного генератора может быть неустойчивой не только вследствие обычной электромагнитной обратной связи, но и из-за наличия внутренней положительной тепловой обратной связи, приводящей к росту неуправляемого тока коллектора при саморазогреве. В транзисторных генераторах с изменением напряжений и токов изменяются емкости коллекторного и эмиттерного переходов, что, как известно из теории нелинейных электрических цепей [5.1], может привести к неустойчивости и возникновению паразитных автоколебаний. Довольно очевидно, что работа транзисторного генератора может стать неустойчивой, если рабочие токи или напряжения хотя бы иногда превышают допустимые значения.

Главными, наиболее вероятными и трудно устранимыми причинами неустойчивости являются обратная связь и параметрические явления. В транзисторных генераторах обе эти причины действуют одновременно. В устройствах с реактивными диодами (умножители частоты на варикапах, преобразователи частот, усилители, модуляторы) преобладают параметрические эффекты. В генераторах на электровакуумных приборах основную роль играют паразитные обратные связи.

5.2. Количественная оценка влияния обратной связи на передаточную функцию системы, состоящей из односторонних элементов

Известно [6.2], что операторная передаточная функция простейшего линейного усилителя с единственной петлей обратной связи имеет вид

$$W(p) = K(p) / [1 - K(p)B(p)], \quad (5.1)$$

где $K(p)$ — передаточная функция прямой цепи усиления; $B(p)$ — передаточная функция цепи обратной связи. Аргументом этих выражений служит символ $p \equiv d/dt$ дифференцирования по времени t . Формула (5.1) играет основную роль в теории усилителей с обратной связью. Произведение $K(p)B(p)$ представляет собой оператор передачи сигнала по всей разомкнутой петле обратной связи и называется петлевым усилением или возвратным отношением. Далее будем писать сокращенно $T(p) = K(p)B(p)$. Знаменатель выражения (5.1) называется возвратной разностью. Он входит во все выражения, определяющие свойства системы с обратной связью. От выражения (5.1) путем прямой замены $p = i\omega$ можно перейти к комплексной частотной характеристике системы с обратной связью.

Располагая выражением для $T(p)$ и $T(i\omega)$, т. е. частотной характеристикой разомкнутой петли обратной связи какой-либо системы, можно определить, будет ли система устойчива. Согласно критерию Найквиста [5.1] в простейших случаях линейная система с обратной связью будет устойчива (в смысле отсутствия в ней автоколебаний), если комплексная частотная характеристика

$\hat{T}(i\omega)$ не охватывает точки с координатами $(1, i0)$ при изменении ω от нуля до бесконечности.

Если $\hat{T}(i\omega)$ — отрицательное вещественное число для всех $0 \leq \omega \leq \infty$, то говорят, что обратная связь отрицательна. Такой вид обратной связи улучшает многие характеристики генератора с внешним возбуждением, но снижает его усиление.

Если же $\hat{T}(i\omega)$ — положительное вещественное число для всех $0 \leq \omega \leq \infty$, то говорят, что обратная связь положительна. При $\hat{T}(i\omega) \geq (1, i0)$ система, как правило, теряет устойчивость.

В общем случае в реальных устройствах обратная связь является комплексной, ее характер зависит от частоты.

Генератор с внешним возбуждением является нелинейной системой. Поэтому при оценке действия обратной связи на устойчивость такой системы с помощью критерия Найквиста необходимо заменять нелинейные элементы эквивалентными линейными, т. е. использовать квазилинейный метод. Например, в режиме с отсечкой следует пользоваться не обычной дифференциальной, а средней по первой гармонике крутизной. Для резонансных (узкополосных) генераторов такой метод можно считать приближенным, но допустимым. Оценка устойчивости широкополосной системы с помощью критерия Найквиста дает точный результат только в случае, если система линейна. Существуют иные частотные критерии устойчивости более широкого класса нелинейных систем, позволяющие строго определить лишь достаточные условия устойчивости.

В резонансных усилителях и других устройствах часто бывает невозможно предвидеть и обеспечить требуемую фазу обратной связи. Такую обратную связь лучше всего устранить или ограничить малой величиной. Мерой неопределенной по фазе обратной связи может служить $|\hat{T}(i\omega)|$. Очевидно, что если наложить условие $|\hat{T}(i\omega)| \ll 1$ для всех $0 \leq \omega \leq \infty$, то влияние обратной связи на свойства генератора будет незначительным, условия устойчивости будут выполнены с запасом. Так, например, если потребовать, чтобы неопределенная по фазе обратная связь приводила к неопределенности модуля передаточной функции генератора того же порядка, что и имеющийся на практике разброс параметров деталей (5...20)%, то величину $|\hat{T}|$ следует ограничить пределами

$$0,05 \leq |\hat{T}(i\omega)| \leq 0,2. \quad (5.2)$$

Точное определение допустимых пределов изменения $|\hat{T}|$ — отдельная технико-экономическая задача. Чем меньше допустимое значение $|\hat{T}|$, тем меньше влияние обратной связи, однако тем практически труднее выполнить это требование и тем, как правило, меньше будет усиление генератора.

5.3. Параметрическая чувствительность

На практике приходится сталкиваться и всегда считаться с тем, что параметры генераторов (например, крутизна усилительных приборов, их входные и выходные полные сопротивления, па-

различные емкости, R , L и C деталей и т. д.) непостоянны и точно не известны. Особенно большие изменения рабочих параметров устройств происходят в нелинейных режимах. Например, при секторной модуляции смещением средняя крутизна меняется от некоторого номинального значения до нуля. При коллекторной модуляции сильно изменяются проходная емкость, входное и выходное сопротивления генератора. При настройке контуров генератора и изменении связи между каскадами и нагрузкой сильно меняются фаза и модуль обратной связи. Это приводит к изменению усиления, смещению частоты максимума усиления, искажению формы частотной характеристики генератора, возникновению паразитной фазовой модуляции, сопровождающей амплитудную, нелинейным искажениям и перекрестным помехам при усилении многоканальных сигналов и другим нежелательным явлениям.

В этих условиях нормальная работа генераторов и совпадение расчетных и экспериментальных характеристик возможны только при достаточном запасе устойчивости и малой чувствительности к изменению параметров генераторов.

Строго говоря, чувствительность любой системы следует определять только для бесконечно малых приращений параметров, ибо в общем случае априори неизвестно, что произойдет с системой при конечном изменении ее параметра. Допустим, например, что усилитель находится в устойчивом, но близком к самовозбуждению состоянии. Тогда даже самое незначительное увеличение крутизны, проходной емкости или сопротивления нагрузки может оказаться достаточным для самовозбуждения. Состояние изменится не количественно, а качественно. Вычисление чувствительности утратит смысл. Поэтому строгое определение чувствительности функции, например $\dot{W}(i\omega)$, к изменению входящего в ее формулу какого-либо параметра a имеет вид

$$S_a^w = \frac{\partial \dot{W}}{\partial a} \cdot \frac{a}{\dot{W}}. \quad (5.3)$$

Введение дополнительного постоянного множителя $a/\dot{W}$ обеспечивает, как видно из этой формулы, безразмерность S_a^w , что позволяет сравнивать между собой чувствительности к изменению различных параметров.

Рассмотрим конкретный пример. Применительно к генератору с внешним возбуждением наибольший интерес представляет чувствительность его передаточной функции (комплексной частотной характеристики). Представим частотную характеристику усилителя с обратной связью в виде

$$\dot{W}(i\omega) = aK(i\omega)/[1 - aK(i\omega)B(i\omega)], \quad (5.4)$$

где оно явно зависит от параметра a .

Вычисление чувствительности приводит к следующему результату:

$$S_a^w = \frac{\partial \dot{W}}{\partial a} \cdot \frac{a}{\dot{W}} = \frac{1}{1 - aK(i\omega)B(i\omega)} = \frac{1}{1 - T}. \quad (5.5)$$

Из этого выражения следует, что при $T \rightarrow 1$ параметрическая чувствительность стремится к бесконечности. При $T=0,9$ чувствительность возрастает вследствие положительной обратной связи в 10 раз. В последнем случае изменение усиления в кольце обратной связи всего на 5% приводит к изменению усиления почти вдвое.

Таким образом, видим, что снижение $|T|$ при неопределенной фазе обратной связи полезно для повышения запаса устойчивости и снижения параметрической чувствительности. Это важно не только с технической, но и с экономической точки зрения, так как позволяет применять более дешевые детали с большим разбросом номинальных значений параметров, а также снижать требования к допускам при настройке и регулировке, повышать надежность и срок службы системы.

5.4. Петлевое усиление в системах с единственным усилительным элементом

Для установления зависимости T от параметров однокаскадных усилителей рассмотрим обобщенную эквивалентную схему ГВВ (рис. 5.1), построенного по принципу соединения общего электрода усилительного элемента с общим узлом O ступени. К этой схеме легко приводится генератор на лампе по схеме с ОК, на транзисторе с ОЭ. Блок S_1 отображает усилительные свойства ЭП и

представляет собой идеальный генератор тока i_2 , управляемый напряжением u_{13} со средней по первой гармонике крутизны S_1 . Остальные параметры схемы имеют следующий смысл: y_c и y_n — комплексные проводимости источника сигнала и нагрузки соответственно; y_a и y_b — комплексные входная и выходная проводимости реального усилительного прибора; y_6 и y_k — паразитные про-

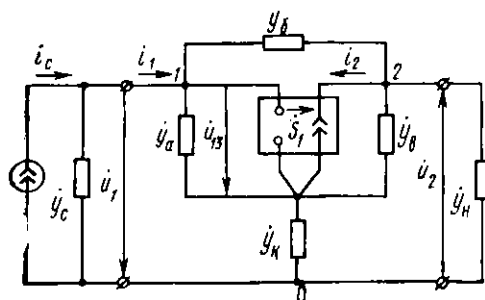


Рис. 5.1

ходные проводимости усилительного прибора, через которые осуществляется паразитная связь выхода усилителя со входом.

В случае лампового генератора проводимости усилительного прибора приобретают вид $y_a = I_{c1}/U_c + i\omega C_{c,k}$; $y_b = 1/R_{t1} + i\omega C_{a,k}$; $y_k = 1/i\omega L_k$, где R_{t1} — внутреннее сопротивление лампы по первой гармонике; L_k — индуктивность вывода катода.

Проводимость $y_6 = i\omega C_{a,c}$ создает обратную связь по напряжению, вводимую во входную цепь параллельно. Падение напряжения на сопротивлении $z_k = y_k^{-1} = i\omega$ является общим для входной и выходной цепей. Оно создает обратную связь по току, вводимую во входную цепь последовательно. Очевидно, что при $y_6 = 0$ и $z_k = \infty$ обратная связь отсутствует.

Обычно стремятся уменьшать проходную емкость и сопротивление (индуктивность) общего вывода усилительных приборов до конструктивно возможных пределов. Поскольку $\dot{y}_6$ имеет емкостный характер, а $\dot{z}_k$ индуктивный, то с ростом рабочей частоты обратная связь через оба эти элемента усиливается и даже при их малых величинах может достигать недопустимых значений.

Возвратное отношение в схеме рис. 5.1 определяется формулой

$$\dot{T} = \frac{-S_1 [\dot{y}_c \dot{y}_n + \dot{y}_6 (\dot{y}_k + \dot{y}_c + \dot{y}_n)]}{\dot{y}_6 (\dot{y}_a (\dot{y}_k + \dot{y}_c + \dot{y}_n) + \dot{y}_k (\dot{y}_c + \dot{y}_b + \dot{y}_n) + \dot{y}_b (\dot{y}_c + \dot{y}_n)) + \rightarrow + \dot{y}_n (\dot{y}_b + \dot{y}_n) (\dot{y}_a + \dot{y}_c) + \dot{y}_a \dot{y}_b (\dot{y}_c + \dot{y}_n) + \dot{y}_a \dot{y}_n \dot{y}_c + \dot{y}_b \dot{y}_n \dot{y}_c} \quad (5.6)$$

Анализ этого выражения и непосредственно схемы усилителя показывает, что при заданных $\dot{y}_6$ и $\dot{y}_k$ величину $|\dot{T}|$ можно снижать, уменьшая S_1 или увеличивая $|\dot{y}_a|$ и $|\dot{y}_k|$. Эти меры, однако, приводят к снижению усиления каскада по мощности. Снижение средней крутизны достигается снижением питающих напряжений или уменьшением угла отсечки. Увеличение $|\dot{y}_a|$ возможно при переходе к режиму с большими токами сетки при усилении сигналов с постоянной амплитудой. Наиболее рациональным является снижение выходного сопротивления усилительного прибора (увеличение $|\dot{y}_b|$ путем перехода, например, к перенапряженному режиму, если это возможно).

В частном случае, когда каскад возбуждается от источника сигнала с очень малым внутренним сопротивлением ($|\dot{y}_c| \rightarrow \infty$), выражение (5.6) принимает вид

$$\dot{T} = -S_1: (\dot{y}_a + \dot{y}_k) [\dot{y}_b (\dot{y}_6 + \dot{y}_n + \dot{y}_a + \dot{y}_n) : (\dot{y}_6 + \dot{y}_n) (\dot{y}_a + \dot{y}_k) + 1]. \quad (5.7)$$

При $\text{Re } S_1 > 0$ ($\text{Re } x$ — вещественная часть комплексного числа x), малой $|\dot{y}_b|$ (например, каскад на пентоде с надежным отдельным заземлением второй и третьей сеток), такой, что сумма в квадратных скобках выражения (5.7) близка к единице, каскад будет заведомо устойчив, так как $\text{Re}(\dot{y}_a + \dot{y}_k) > 0$ и, следовательно, $\text{Re } \dot{T} < 0$, что означает наличие определенной по фазе «отрицательной» обратной связи, повышающей устойчивость.

Практическая реализация условия применимости формулы (5.7) может быть затруднена, если источник сигнала имеет малую мощность.

В случае мощного каскада на транзисторе с очень большой входной проводимостью, когда активный элемент рассматривается как генератор тока, управляемый током, формулу (5.6) можно упростить, полагая $\dot{y}_a \rightarrow \infty$:

$$\dot{T} = \frac{-\beta_1 [\dot{y}_c \dot{y}_n + \dot{y}_6 (\dot{y}_k + \dot{y}_c + \dot{y}_n)]}{\dot{y}_6 (\dot{y}_k + \dot{y}_c + \dot{y}_n) + \dot{y}_k (\dot{y}_b + \dot{y}_n) + \rightarrow + \dot{y}_b (\dot{y}_c + \dot{y}_n) + \dot{y}_c \dot{y}_n} \quad (5.8)$$

Здесь $\dot{\beta}_1 = \dot{S}_1 / \dot{y}_a$ — комплексный коэффициент усиления по току первой гармоники.

Анализ выражения (5.8) показывает, что, уменьшая одновременно $|\dot{y}_b|$, $|\dot{y}_c|$ и $|\dot{y}_n|$, можно при заданных прочих параметрах уменьшить $|T|$ до любого заданного значения. Практически это означает, что для снижения $|T|$ каскад на мощном биполярном транзисторе следует возбуждать от источника тока с большим внутренним сопротивлением, сопротивление нагрузки следует увеличивать, проходную емкость всемерно снижать. При большой проводимости нагрузки следует увеличивать $\dot{y}_n$, уменьшая индуктивность вывода эмиттера. В частности, при $|\dot{y}_n| \rightarrow \infty$ из (5.8) получаем

$$T = -\dot{\beta}_1 \dot{y}_b : (\dot{y}_b + \dot{y}_n + \dot{y}_n). \quad (5.9)$$

Для увеличения устойчивости каскада часто применяют схему типа «общая сетка» (рис. 5.2). К этой эквивалентной схеме приводятся принципиальные схемы каскадов с общей сеткой и общей базой, рассмотренные в гл. 2.

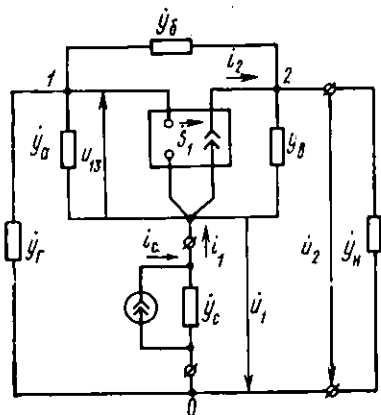


Рис. 5.2

С точки зрения теоретического определения T схема типа «общий катод» отличается от схемы типа «общая сетка» только тем, что в последней источник возбуждающего сигнала включен в общий провод усилительного прибора и его внутреннее сопротивление $\dot{z}_c = \dot{y}_c^{-1}$ играет роль сопротивления обратной связи по току, т. е. роль $\dot{z}_k$ в схеме на рис. 5.1. Благодаря большой величине и активному характеру $\dot{z}_c$ на рабочей частоте каскад типа «общая сетка»

оказывается охваченной фазоопределенной «отрицательной» обратной связью через это сопротивление, что повышает устойчивость. Кроме того, в схеме типа «общая сетка» проводимость $\dot{y}_g$ соединения «сетки» с общим узлом генератора играет такую же роль, как $\dot{y}_c$ в схеме типа «общий катод». Поэтому при расчете T в схеме типа «общая сетка» можно пользоваться выражением (5.6), заменяя в нем $\dot{y}_c$ на $\dot{y}_g$, а $\dot{y}_n$ на $\dot{y}_c$.

В частности, при очень малом сопротивлении (индуктивности) вывода сетки (базы), когда $|\dot{y}_g| \rightarrow \infty$, вместо (5.7) получаем

$$T = -\dot{S}_1 : (\dot{y}_a + \dot{y}_c) [\dot{y}_a (\dot{y}_b + \dot{y}_n + \dot{y}_a + \dot{y}_c) : (\dot{y}_b + \dot{y}_n) (\dot{y}_a + \dot{y}_c) + 1], \quad (5.10)$$

т. е. выражение, аналогичное (5.7). Большая устойчивость схемы «общая сетка» объясняется также тем, что обычно удается сделать проводимость вывода сетки (базы) много большей, чем выходная

проводимость любого источника сигнала, т. е. $|\dot{y}_r| \gg |\dot{y}_c|$. С этой целью вывод сетки (базы) делают в виде широкого короткого проводника с большой токнесущей поверхностью, причем соединяют сетку или базу непосредственно с шасси генератора.

Анализ выражений $\dot{T}$ в различных схемах показывает, что одни из эффективных способов повышения устойчивости каскада состоит во введении заведомо отрицательной обратной связи. Например, в схеме типа «общий катод» можно ввести активное сопротивление последовательно с выводом катода. Это обеспечит хорошую устойчивость. Так, в некоторых транзисторах внутри корпуса выводы эмиттеров делают с повышенным сопротивлением активного характера. К сожалению, эта мера не всегда возможна по конструктивным соображениям.

5.5. Обратные связи в конкретных схемах и способы их ослабления

Согласно критерию Найквиста для оценки устойчивости усилителя необходимо рассматривать значение $\dot{T}$ во всем диапазоне возможных значений частоты от нуля до бесконечности. При этом приходится учитывать вспомогательные элементы и паразитные параметры не только усилительного прибора, но и всего реального генератора, включая цепи питания, монтажные проводники, блокировочные элементы и т. п.

В качестве первого примера рассмотрим схему лампового ГВВ со вспомогательными цепями и паразитными параметрами, справедливую в широком диапазоне частот (рис. 5.3а). В этой схеме элементы L_1 , C_1 и L_5 , C_5 образуют рабочие колебательные контуры, L_2 и L_3 — дроссели, C_2 и C_3 — разделительные конденсаторы, C_4 и C_6 — блокировочные. Элементы $C_{a.c1}$, $C_{a.c2}$, $C_{c.k}$, $C_{c1 c2}$ — межэлектродные емкости, а L_a , L_k , L_c — индуктивности выводов лампы. Эта схема довольно сложна, и ее непосредственное изучение неудобно. Поэтому практически ее рассматривают отдельно для области низких, средних (рабочих), высоких и сверхвысоких частот.

Так, в диапазоне частот, много меньших рабочей частоты, можно использовать схему рис. 5.3б. Как видно из этой схемы, она содержит два колебательных контура, образованных блокировочными элементами. Обратная связь создается проходной емкостью $C_{a.c}$. Эта схема, как показано в гл. 4, может самовозбуждаться. Частота генерации должна удовлетворять условиям $\omega_r < (L_2 C_2)^{-1/2}$, $\omega_r < (L_3 C_3)^{-1/2}$. В этом случае сопротивления контуров L_2 , C_2 и L_3 , C_3 носят индуктивный характер. Такие автоколебания называются дроссельными, поскольку их частота ограничивается индуктивностями дросселей L_2 и L_3 . Для устранения этих автоколебаний можно либо снижать добротность дросселей путем использования проводов с большими потерями или небольших добавочных сопротивлений в цепи дросселей, либо значительно увеличивать L_2 .

Во всем диапазоне рабочих частот можно пренебрегать блокировочными элементами и учитывать только проходную емкость, проходную индуктивность L_K и основные колебательные контуры L_1, C_1 и L_5, C_5 , как показано на рис. 5.3в. Эта схема также может стать неустойчивой, причем если оба контура настроены на рабо-

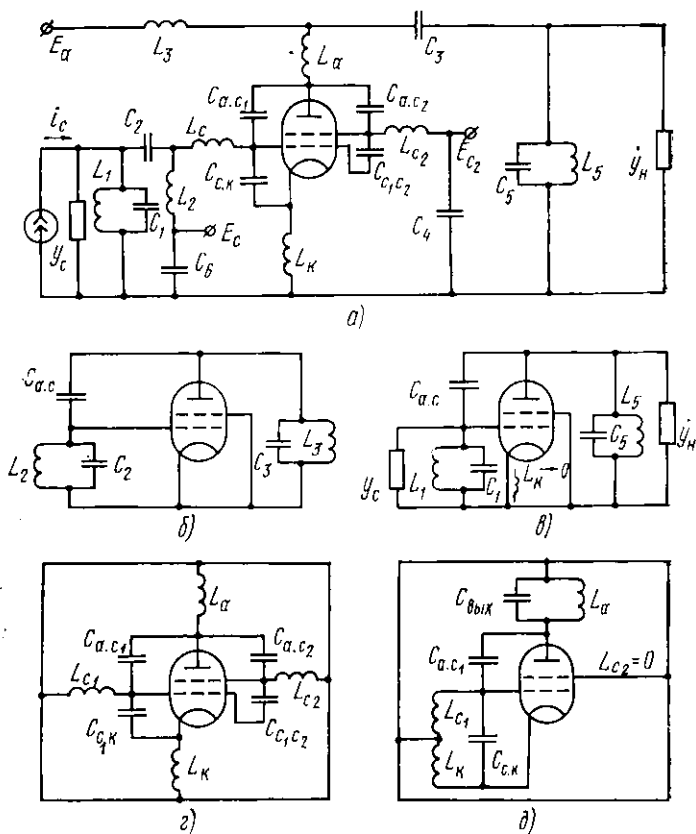


Рис. 5.3

чую частоту, то частота паразитных автоколебаний будет обязательно несколько ниже рабочей частоты в пределах полосы пропускания контуров. Расчет f в этой схеме можно выполнить по формуле (5.6). Для практического обеспечения малой проходной емкости (близкой к указываемой в справочниках) необходимо соединять вторую и третью сетки с катодом или шасси генератора проводниками с малой индуктивностью. Только в этом случае сетки будут действительно служить экраном между входом и выходом ступени. В триодах такого экрана нет, поэтому их работа в схеме типа «заземленный катод» оказывается устойчивой только в диапазоне длинных волн. Для обеспечения устойчивой работы

триодных каскадов в КВ, УКВ и СВЧ диапазонах приходится использовать схему с общей сеткой (рис. 5.4), когда последняя играет роль экрана (см. § 2.7). Иногда рационально применять в схеме типа «общая сетка» не только триоды, но и экранированные лампы, соединяя по переменному току все сетки с шасси.

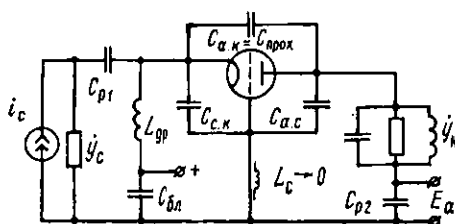


Рис. 5.4

С увеличением выходной мощности генератора возрастают геометрические размеры ламп и деталей каскада, возрастают крутизна ламп, их проходная и другие межэлектродные емкости, длина вывода катода становится соизмеримой с четвертью длины волны рабочих или возможных паразитных колебаний. Это заставляет уделять особое внимание практическому обеспечению устойчивости весьма мощных генераторов. Наибольшую мощность в КВ диапазоне развивают электровакуумные триоды в схеме с общей сеткой. Главными условиями устойчивой работы этой схемы являются малость индуктивностей вывода и соединения сетки с шасси генератора. В мощных каскадах это условие удастся обеспечить только при непосредственном соединении сетки с шасси (экраном, разделяющим входные и выходные цепи) генератора. В таком случае не только возбуждение, но и смещение приходится подавать на катод. Источники сигнала и смещения нагружаются токами катода, а не сетки, что не позволяет использовать возможность усиления лампы по току. Усиление по мощности в схеме с общей сеткой получается небольшим, но устойчивым.

В диапазоне частот, много больших рабочей, основную роль играют индуктивности выводов и межэлектродные емкости. Сопротивление же рабочих контуров мало, и им можно пренебречь. Поэтому эквивалентная схема каскада, справедливая для УКВ и СВЧ, принимает вид, показанный на рис. 5.3г и д. Частота паразитных автоколебаний в таких схемах определяется индуктивностью вывода анода и выходной емкостью.

При пренебрежении малой индуктивностью вывода второй сетки схема для УКВ диапазона приобретает более простой вид (см. рис. 5.3д). Ее можно рассматривать как двухконтурный автогенератор, анодный контур которого образован элементами L_a и $C_{a,c}$, или, точнее, $C_{вых}$, сеточный — элементами $(L_{c1} + L_k)$ и $C_{c,k}$. На частоте возможной генерации оба эти контура должны иметь индук-

тивное сопротивление, а сама схема представляет собой индуктивную трехточечную схему.

Устранение паразитной генерации СВЧ колебаний проще всего достигается снижением добротности паразитных СВЧ колебательных контуров путем введения последовательно в цепь сетки или анода небольших безындуктивных резисторов, не мешающих работе генераторов на основной частоте. Иногда эти резисторы шунтируют индуктивностью, что дополнительно уменьшает их влияние на более низкой рабочей частоте.

5.6. Нейтрализация проходной емкости

Наиболее выгодным способом повышения устойчивости является всемерное снижение проходной емкости и проходной индуктивности. Правильное конструирование усилительных приборов и рациональный монтаж деталей каскада позволяют уменьшить эти вредные паразитные параметры, но их полное устранение практически неосуществимо. Поэтому большое значение имеют различные способы ослабления влияния проходной емкости и проходной индуктивности.

Так, переход от триодов к экранированным лампам позволяет уменьшить проходную емкость за счет введения внутреннего экрана — второй (экранной) и третьей (защитной) сеток.

Эффективным способом ослабления обратной связи через проходную емкость является нейтрализация, понять действие которой проще всего, рассматривая двухтактную мостовую схему нейтрализации (рис. 5.5). В этой схеме при $C_{N1}C_{N2} = C_{1a.c}C_{2a.c}$ наблюда-

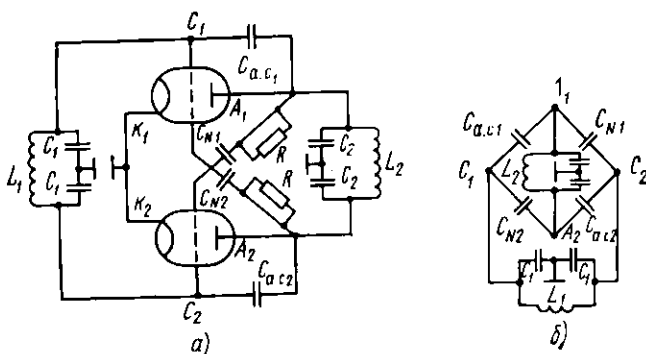


Рис. 5.5

ется баланс моста, образованного упомянутыми емкостями. В результате входной и выходной контуры оказываются полностью развязанными во всем рабочем диапазоне частот. Это происходит благодаря действию на каждую сетку двух сигналов взаимно противоположной полярности. Если они равны по модулю, то действие проходной емкости нейтрализовано.

На рис. 5.6 приведены варианты схем нейтрализации одноконтурных каскадов, которые получаются при удалении одной из ламп двухтактной схемы и одного нейтротринного конденсатора.

В одноконтурных схемах нет симметрии, поэтому нейтрализация получается не совсем точной и схемы удовлетворительно работают

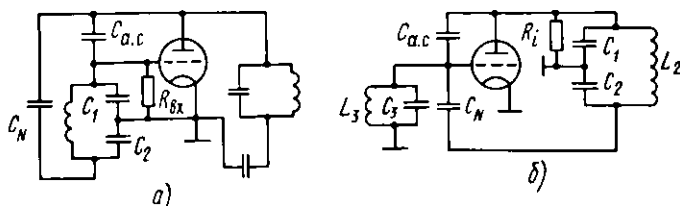


Рис. 5.6

только при достаточно высокой рабочей добротности ($Q_{\text{раб}} > 5 \dots 10$) фазорасщепительных контуров (контуров со средней точкой). Условие балансировки обеих схем имеет вид $C_1 C_N = C_{ac} C_2$.

Следует заметить, что введение нейтрализации приводит иногда к появлению паразитных СВЧ автоколебаний, так как соединительные проводники нейтротринных конденсаторов имеют паразитную индуктивность, образующую с межэлектродными емкостями лампы и индуктивностями выводов дополнительные колебательные цепи. Такие СВЧ автоколебания называют нейтротринными. Для борьбы с ними снижают добротности нейтротринных контуров в диапазоне СВЧ путем параллельного подключения к нейтротринной шине безындуктивных резисторов R , как показано на рис. 5.5а.

Из схемы рис. 5.1 непосредственно следует, что при выполнении условия

$$y_a y_{\text{н}} = y_b y_{\text{к}} \quad (5.11)$$

действие проходной проводимости $y_{\text{к}}$ оказывается нейтрализованным, генератор возбуждающего сигнала полностью развязан от выходного сигнала генератора. Если при этом крутизна проходной характеристики усилительного элемента выражается вещественным числом, то ступень оказывается охваченной фазоопределенной «отрицательной» обратной связью и заведомо устойчива.

Практическая реализация условия (5.11) приближенно достигается при введении в цепь эмиттера (катода) безындуктивного резистора с определенным сопротивлением, резистивном характере нагрузки и емкостном характере проводимости между входными управляющими электродами y_a .

5.7. Особенности действия обратных связей в многокаскадных усилителях высокой частоты

Многокаскадные усилители содержат несколько усилительных элементов (управляемых генераторов) и много цепей паразитной обратной связи. Поэтому их можно охарактеризовать единствен-

мым возвратным отношением только приблизительно. Например, упрощенная эквивалентная схема двухкаскадного усилителя на рис. 5.7 имеет два усилительных элемента и в каждом отдельно взятом элементе возвратное отношение может стать недопустимо большим.

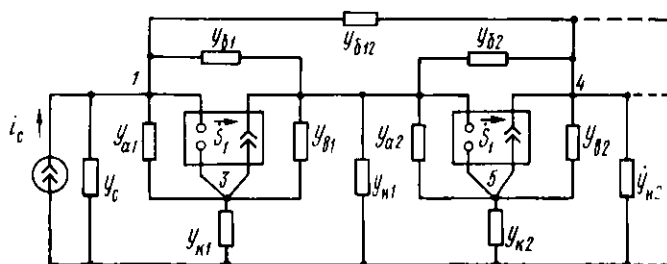


Рис. 5.7

Предположим, что второй управляемый генератор заперт ($S_2=0$). Тогда первый усилительный элемент оказывается единственным, но его нагрузка имеет сложную схему и к проводимости g_{b1} добавляется внешняя емкостная проводимость g_{b12} .

Включение каждого следующего управляемого генератора добавляет к ранее имевшимся обратным связям дополнительные — кольцо внутренней обратной связи во втором каскаде — и, кроме того (что особо важно), изменяет T первого каскада, ибо при двух усилительных элементах в цепь обратной связи первого каскада попадает (хотя и ослабленный) сигнал обратной связи, охватывающей оба каскада. К этому добавляется сигнал через внешние связи g_{b12} , образуемые монтажной емкостью, цепями питания и т. д.

Если ограничиться учетом только внутренних обратных связей, то при возвратном отношении в каждом каскаде $|T_k| \ll 1$, возвратное отношение n -каскадного усилителя в целом [53]

$$T_{\Sigma} \approx \sum_{k=1}^n T_k. \quad (5.12)$$

Оказывается, что искажения частотной характеристики многокаскадного усилителя, склонность к самовозбуждению, параметрическая чувствительность и другое, в первом приближении, с учетом только внутренних обратных связей, определяются значением T так же, как и в однокаскадном усилителе. При заданной величине искажений частотной характеристики из-за наличия обратных связей, одинаковой для одно- и многокаскадного усилителей, допустимый коэффициент усиления по мощности в многокаскадном усилителе будет не более

$$K_{P \text{ доп } \Sigma} = \frac{1}{n} \prod_{k=1}^n K_{P \text{ доп } k}. \quad (5.13)$$

С учетом же внешних обратных связей при увеличении числа каскадов значение $\bar{T}$ и его влияние на характеристики усилителя возрастают не в арифметической, а в геометрической прогрессии. Поэтому в многокаскадных усилителях и генераторах с большим усилением без преобразования или умножения частоты следует особенно тщательно снижать паразитные связи не только выхода и входа усилителя, но и возвратное отношение в каждом каскаде.

Глава 6

Передатчики с амплитудной модуляцией

6.1. Общие сведения

Передатчики с амплитудной модуляцией находят очень широкое применение в радиовещании, радиотелефонной связи и телевидении для передачи сигналов изображения.

Модулирующий сигнал в общем виде является случайной функцией. Однако многие виды модулирующих сигналов можно приближенно представить как сумму большого числа синусоидальных колебаний со случайными амплитудами и фазами:

$$u(t) = \sum_{k=1}^K U_k \cos(\Omega_k t + \varphi_k), \quad (6.1)$$

где U_k , Ω_k , φ_k — соответственно амплитуда, угловая частота и фаза колебаний.

Известно, что спектральная плотность характеризует распределение средней мощности в полосе частот. В технике связи широко используют спектральные плотности того или иного вида передачи (информации). На рис. 6.1 * показана зависимость спектральной плотности русской речи от частоты. Эта плотность весьма неравномерна в полосе частот. Основная энергия сосредоточена в сравнительно узкой полосе. Однако для передачи «окраски» голоса и для разборчивости речи требуется более широкий спектр:

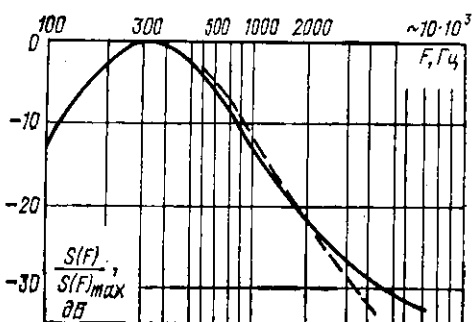


Рис. 6.1

* На рис. 6.1 приведена относительная спектральная плотность $S(F)/S(F)_{\max}$, где $S(F)_{\max}$ — максимальная спектральная плотность на частоте 300 Гц.

для телефонии 300...3400 Гц, а для музыкальных и художественных передач 50...10 000 Гц.

Амплитуда и фаза модулирующего сигнала (6.1), как было указано, являются случайными. Ввиду этого можно наблюдать появление пиковых значений. Нас будут интересовать как пиковые, так и усредненные значения модулирующего сигнала. Отношение максимального значения модулирующего сигнала к среднему назовем пик-фактором сигнала (p).

Введем понятие средней мощности сигнала $\bar{u}^2$, выделенной на сопротивлении 1 Ом. Тогда, зная спектральную плотность сигнала $S(F)$ в данной полосе $\Omega_{min} \dots \Omega_{max}$, можно определить

$$\bar{u}^2 = \frac{1}{2\pi} \int_{\Omega_{min}}^{\Omega_{max}} S(\Omega) d\Omega. \quad (6.2)$$

Эффективное значение сигнала

$$\sigma = \sqrt{\bar{u}^2}. \quad (6.3)$$

Теперь можем определить пик-фактор сигнала как отношение U_{max} к σ :

$$p = U_{max}/\sigma = U_{max}/\sqrt{\bar{u}^2}. \quad (6.4)$$

Пик-фактор является важным параметром сигнала. В частности, пик-фактор дает представление об энергетике сигнала, которая характеризуется средней мощностью.

В ряде случаев спектральную плотность можно представить в виде аналитической функции. Так, например, для спектральной плотности речевого сигнала можно принять аппроксимацию

$$S(\Omega) = S(\Omega)_{max} \exp[-a(\Omega - \Omega_{min})], \quad (6.5)$$

где $a \approx 0,5 \cdot 10^{-3}$. На рис. 6.1 функция (6.5) показана пунктирной линией.

Располагая аналитической функцией $S(\Omega)$, можно на основании соотношений (6.2) — (6.4) определить численное значение пик-фактора p . Часто эта величина определяется экспериментально.

Значение пик-факторов зависит от характера передачи. Примем, что плотность распределения вероятностей мгновенных значений сигнала подчиняется нормальному закону $S(u) = (1/\sqrt{2\pi}\sigma) \exp(-u^2/2\sigma^2)$. Тогда вероятность того, что некоторая случайная функция $u(t)$ не будет выходить за пределы $0 \dots U_{max}$,

$$P[u(0, U_{max})] = \frac{2}{\sqrt{2\pi}\sigma} \int_0^{U_{max}} e^{-\frac{u^2}{2\sigma^2}} du. \quad (6.6)$$

Это интеграл вероятности. Нахождение U_{max} с определенной вероятностью приводит к разным значениям p . Так, определение U_{max} с вероятностью 0,999 соответствует пик-фактору $p = U_{max}/\sigma = 3,3$ (11 дБ), а с вероятностью 0,9999 соответствует $p = 3,87$.

Часто за пиковый уровень принимают значение U_{max} , которое удается наблюдать экспериментально при произнесении стандартной фразы. Для определения p МККР рекомендует пользоваться следующими данными. Фиксируется процент времени ϵ , в течение которого наблюдаются значения p , превышающие приведенные в таблице:

$\epsilon, \%$	0	0,1	1
$p, \text{дБ}$	18,5	18,2	13

Данная методика широко применяется в многоканальных системах. Ниже будет показано, что энергетические соотношения при АМ определенным образом связаны с пик-фактором.

Далее основные соотношения при АМ определим для синусоидальной модуляции, т. е. положим, что модулирующий сигнал есть гармоническое колебание вида

$$u(t) = U_{\Omega} \cos \Omega t. \quad (6.7)$$

Опыт показывает, что это вполне допустимо. Государственный стандарт предусматривает испытания передатчика при синусоидальной модуляции.

В режиме несущей частоты (или телефонном) $u(t) = 0$ и первая гармоника анодного тока $i_{a1} = I_{a1T} \cos \omega_0 t$, где I_{a1T} — амплитуда тока в телефонном режиме; ω_0 — угловая частота ВЧ колебания.

При модуляции, т. е. при воздействии напряжения вида (6.7) на анодный ток, первая гармоника изменяется по закону

$$i_{a1} = I_{a1T} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \quad (6.8)$$

Изменение амплитуды тока характеризуется коэффициентом модуляции

$$m = I_{a1\sim} / I_{a1T} = (I_{a1\max} - I_{a1\min}) / (I_{a1\max} + I_{a1\min}).$$

На рис. 6.2 показано модулированное колебание вида (6.8). Огибающая модулированного колебания воспроизводит форму на-

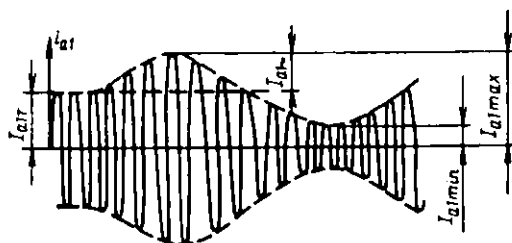


Рис. 6.2

пряжения низкой частоты. Колебание (6.8) может быть представлено как сумма трех синусоидальных колебаний:

$$i_{a1} = I_{a1T} \cos \omega_0 t + 0,5 m I_{a1T} \cos (\omega_0 + \Omega) t + \\ + 0,5 m I_{a1T} \cos (\omega_0 - \Omega) t.$$

Видно, что АМ колебание состоит из трех составляющих: колебания несущей частоты ω_0 с амплитудой I_{a1r} и двух боковых с частотами $\omega_0 + \Omega$ и $\omega_0 - \Omega$ с амплитудой $0,5mI_{a1r}$ (рис. 6.3а). Максимальное и минимальное значения тока соответственно равны

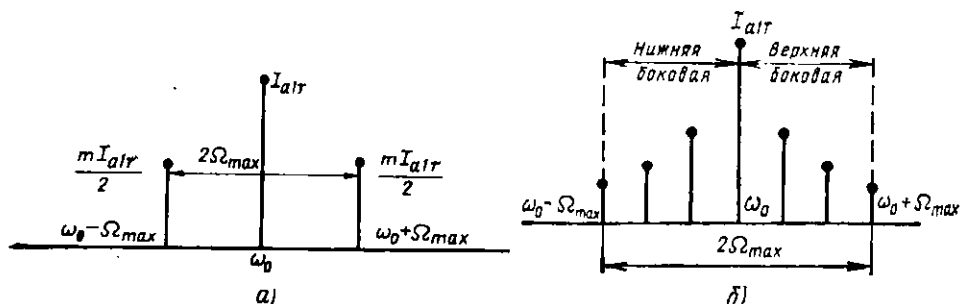


Рис. 6.3

$$I_{a1\max} = I_{a1r}(1 + m); I_{a1\min} = I_{a1r}(1 - m). \quad (6.9)$$

На рис. 6.3б показан спектр сложного сигнала. Мощность передатчика в режиме несущей

$$P_{1r} = 0,5 I_{a1r}^2 R_s. \quad (6.10)$$

В тот момент, когда амплитуда тока проходит через максимум, мощность

$$P_{1\max} = 0,5 I_{a1\max}^2 R_s = 0,5 I_{a1r}^2 (1 + m)^2 R_s = P_{1r} (1 + m)^2. \quad (6.11)$$

Во избежание искажений передатчик должен быть рассчитан на максимальную мощность. При $m_{\max} = 1$ $P_{1\max} = 4P_{1r}$.

В процессе модуляции ток изменяется в соответствии с (6.8). Тогда мощность за период высокой частоты (если считать, что контур остается настроенным в резонанс, т. е. $Z_s \approx R_s$, так как $\omega_0 \gg \Omega$) равна $P_{1вч} = 0,5 I_{a1r}^2 (1 + m \cos \Omega t)^2 R_s$. Средняя мощность амплитудномодулированного колебания обычно определяется для среднестатистических значений коэффициентов модуляции:

$$\begin{aligned} P_{1ср} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_{1r} (1 + m_{ср} \cos \Omega t)^2 d\Omega t = \\ &= P_{1r} + \frac{m_{ср}^2}{2} P_{1r} = P_{1r} \left(1 + \frac{m_{ср}^2}{2} \right), \end{aligned} \quad (6.12)$$

где $m_{ср}$ — среднее значение коэффициента модуляции за длительное время.

Выражение $0,5 m_{ср}^2 P_{1r}$ характеризует мощность, приходящуюся на боковые полосы, $P_{б.п.}$. По своему физическому смыслу $m_{ср}$ связано с эффективным значением коэффициента модуляции следующим образом: $m_{ср} = \sqrt{2m_{эф}}$. Тогда

$$P_{б.п.} = 0,5 m_{ср}^2 P_{1r} = m_{эф}^2 P_{1r}. \quad (6.13)$$

В соответствии с (6.4) можем написать $m_{эф} = m_{max}/p$. Из (6.13) получаем

$$m_{ср} = \sqrt{2} m_{max}/p. \quad (6.14)$$

Передачики с АМ проектируются обычно для $m_{max}=1$. Полагая $p=3,5 \dots 4$, получаем $m_{ср}=0,35 \dots 0,4$. Это означает, что доля боковых полос модуляции составляет $1,5 \dots 2,2\%$ P_{1max} и номинальная мощность ламп (или транзисторов) используется крайне незначительно. Между тем информация содержится именно в боковых полосах. Однако таковы свойства АМ: для передачи сравнительно малой мощности боковых полос требуется пиковая мощность передатчика P_{1max} . Во избежание искажений во время пиковых значений модулирующего сигнала модулирующий каскад (модулятор) должен развивать мощность P_{1max} . И это несмотря на то, что пиковые значения появляются сравнительно редко. При высокохудожественной передаче предъявляются очень жесткие требования к нелинейным искажениям, и поэтому приходится мириться с плохим использованием ламп. Однако для передач речевых сигналов часто подают на вход модуляционного устройства ограниченные по амплитуде сигналы звуковых частот (со срезанными верхушками). Степень ограничения $C_{огр}$ обычно не превосходит 12 дБ:

$$C_{огр} = 20 \log (U_m/U_{огр}) \leq 12 \text{ дБ},$$

где $U_{огр}$ — напряжение, соответствующее началу ограничения; U_m — амплитудное значение напряжения, подаваемого на ограничитель. Этим достигается уменьшение пик-фактора (так как возрастает среднее значение сигнала), увеличивается громкость, а следовательно, и мощность боковых полос. Такая модуляция называется трапецидальной, ибо форма огибающей сходна с трапецией (рис. 6.4). Средний коэффициент модуляции получается рав-

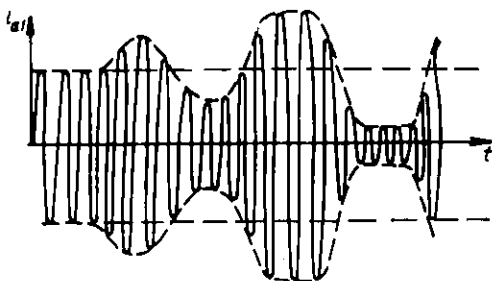


Рис. 6.4

ным $0,7 \dots 0,8$. Однако увеличение степени ограничения более чем на 12 дБ нежелательно из-за роста искажений.

Заметим, что из-за сравнительной малой мощности $P_{\text{б.п}}$ контурный ток изменяется при модуляции очень мало. Из (6.12) следует, что контурный ток при модуляции

$$I_{\text{к.действ}} = I_{\text{к.т.действ}} = \sqrt{1 + 0,5 m_{\text{ср}}^2}, \quad (6.15)$$

где $I_{\text{к.т.действ}}$ — эффективное значение тока в режиме несущей.

Прежде чем перейти к рассмотрению конкретных схем модуляции, отметим, что модуляция тока $I_{\text{а1}}$ (или $I_{\text{а0}}$) в генераторах достигается, главным образом, путем изменения соответствующего напряжения на электродах ламп или транзисторов ($E_{\text{с}}$, $E_{\text{а}}$ и т. д.). Судить о модуляционных возможностях (а следовательно, и о качестве модуляции) можно по статическим¹ модуляционным характеристикам $I_{\text{а1}}$ в функции изменяемого напряжения в цепи модуляции ($E_{\text{а}}$, $E_{\text{сз}}$ и др.).

Динамическая модуляционная характеристика $m = f(U_{\Omega})$ представляет собой зависимость m от модулирующего напряжения (рис. 6.5). Такая зависимость снимается обычно на частоте $F = 400$ Гц для положительного и отрицательного полупериодов, т. е. снимаются $m_+ = f(U_{\Omega})$ и $m_- = f(U_{\Omega})$. Совпадение m_+ и

m_- говорит о симметричности модуляции, а следовательно, о малых нелинейных искажениях.

Важным качественным показателем передатчика являются частотные искажения. Они характеризуются амплитудно-частотной характеристикой $m = f(\Omega)$. Нормы на нелинейные и частотные искажения, уровень шумов и паразитной модуляции приведены в соответствующих ГОСТ. Например, коэффициент нелинейных искажений вещательных передатчиков при $m = 0,9$ на частотах модуляции 100...4000 Гц должен быть не более 2%.

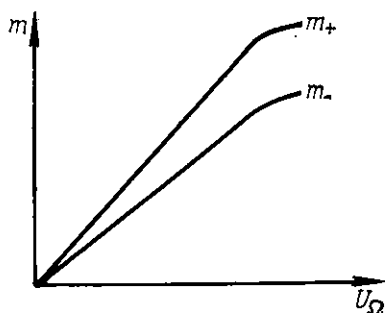


Рис. 6.5

6.2. Модуляция на первую сетку

Модуляция на сетку применяется в радиотелефонных, телевизионных, а также вещательных передатчиках небольшой мощности (например, в отечественных пятикиловаттных передатчиках).

Существуют две разновидности модуляции на сетку: а) изменением напряжения смещения ($E_{\text{с}} = \text{var}$; $U_{\text{с}} = \text{const}$) и б) изменением напряжения возбуждения, т. е. путем усиления модулированных колебаний ($U_{\text{с}} = \text{var}$; $E_{\text{с}} = \text{const}$). Эти схемы имеют общие свойства: генераторы работают в недонапряженном режиме и в обоих случаях изменяется напряжение в сеточной цепи.

Передатчик с амплитудной модуляцией состоит из трактов высокой и звуковой частот. В тракте звуковой частоты напряжение доводится до уровня, необходимого для осуществления модуляции (на соответствующем электроде) в тракте высокой частоты. Условимся называть выходной каскад тракта звуковой частоты (модуляционного устройства) мощным усилителем низкой частоты (МУНЧ). Соответственно каскад ВЧ, в котором производится модуляция (модулируемый каскад), назовем модулятором.

¹ Такие характеристики называются статическими, ибо они снимаются при отсутствии сигнала U_{Ω} . Переменным параметром является $E_{\text{мод}}$.

Модуляция на первую сетку изменением напряжения смещения. При модуляции изменением напряжения смещения сигнал низкой частоты поступает в цепь смещения сетки. В режиме несущей частоты (телефонном) напряжение смещения равно $E_{c.т}$ (рис.6.6). В режиме модуляции E_c меняется:

$$E_c = E_c(\Omega t) = E_{c.т} + U_c \cos \Omega t. \quad (6.16)$$

Суммарное напряжение на первой (управляющей) сетке

$$e_c = E_c(\Omega t) + U_c \cos \omega_0 t. \quad (6.17)$$

В результате модуляции напряжения смещения изменяются угол отсечки θ и высота импульса анодного тока $I_{a.т}$. Во гл. 2 показано, что

$$I_{a1} = S(U_c - D U_a) \gamma_1. \quad (6.18)$$

В современных передатчиках сеточная модуляция применяется, как правило, в генераторах на тетрадах или пентодах. В таких случаях можно полагать $D \approx 0$, тогда

$$I_{a1} \approx S U_c \gamma_1. \quad (6.18a)$$

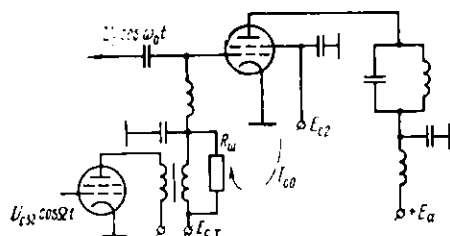


Рис. 6.6

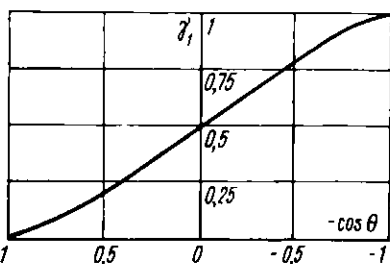


Рис. 6.7

В соотношении (6.18a) не видна в явной форме связь между I_{a1} и E_c . Однако γ_1 зависит от $-\cos \theta$ (рис. 6.7), который, в свою очередь, зависит от E_c . Связь γ_1 и $-\cos \theta$ в общем случае нелинейна:

$$\gamma_1 = 0,5 - (2/\pi) \cos \theta + (1/3\pi) \cos^3 \theta + (1/20\pi) \cos^5 \theta + \dots$$

Функция γ_1 имеет значительный линейный участок (в интервале $\theta = 60 \dots 120^\circ$): $\gamma_1 = 0,5 [1 - (4/\pi) \cos \theta]$. Учитывая, что $\cos \theta = (-E_c + E'_c)/U_c$ (для $D=0$), можно (6.18a) переписать в виде

$$I_{a1} = 0,5 S [U_c + (4/\pi) (E_c - E'_c)]. \quad (6.186)$$

Отметим универсальный характер соотношения (6.186): во первых, отсюда следует линейная зависимость между I_{a1} и напряжениями U_c и E_c (в указанном интервале θ); во-вторых, видна взаимозаменяемость U_c и E_c . В самом деле, в недопрямленном режиме изменение напряжения смещения эквивалентно изменению напряжения возбуждения: $\Delta U_c = (4/\pi) \Delta E_c$.

Для удлинения линейного участка модуляционной характеристики выбирают $\theta_{max} = 110 \dots 120^\circ$. При глубокой модуляции ($m = 1$) сказывается нелинейный характер γ_1 ($-\cos \theta$) и в нижней части модуляционной характеристики появляется нелинейный уча-

сток (рис. 6.8). Модуляционную характеристику по точкам можно построить следующим образом.

Рассчитывается максимальный режим генератора для $\xi_{max} = (0,95 \dots 1) \xi_{кр}$. Задаемся $\theta_{max} = 110 \dots 120^\circ$ и определяем U_c , $E_{c\max}$, $I_{a1\max}$ и др. Расчет ведется применительно к заданной мощности. Исходным параметром является P_{1T} . Тогда $P_{1\max} = P_{1T}(1 + m_{max})^2$. Далее, задаваясь значениями $I_{a1} < I_{a1\max}$, находим $\gamma_1 = I_{a1}/SU_c$; $\theta = f(\gamma_1)$; $E_c = -U_c \cos \theta + E'_c$; далее $I_{a1} = f(E_c)$. Для $I_{a1} = 0$ получаем $\theta = 0$ и $E_{c\min} = -U'_c + E'_c$.

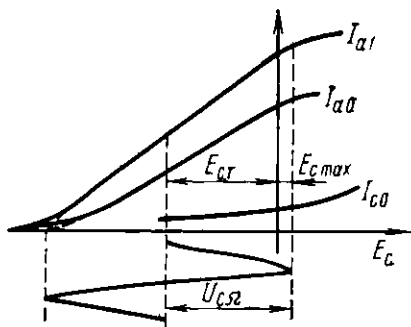


Рис. 6.8

Аналогично можно построить характеристику $I_{a0} = f(E_c)$. Графики функций $I_{a1}(E_c)$ и $I_{a0}(E_c)$ близки к прямым линиям, поэтому для удобства анализа свойств модуляции смещением и расчета генератора воспользуемся спрямленными характеристиками (пунктир на рис. 6.8). Итак, для режима несущей частоты

$$I_{a1T} = I_{a1\max}/(1 + m_{max}); I_{a0T} = I_{c0\max}/(1 + m_{max}); \xi_T = \xi_{max}/(1 + m_{max}). \quad (6.19)$$

Подводимая мощность в режиме несущей

$$P_{0T} = I_{a0T} E_a = P_{0\max}/(1 + m_{max}). \quad (6.20)$$

Коэффициент полезного действия в телефонном режиме

$$\eta_T = P_{1T}/P_{0T} = P_{1\max}(1 + m_{max})/(1 + m_{max})^2 P_{0\max} = \eta_{max}/(1 + m_{max}). \quad (6.21)$$

Его значение в телефонном режиме получается очень низким, порядка 0,35. Это обстоятельство объясняется тем, что коэффициент использования анодного напряжения ξ_T (6.19) в 2 раза меньше, чем в максимальном режиме (ибо $E_a = \text{const}$). Сказанное должно быть особенно подчеркнуто, ибо, как будет показано ниже, промышленный КПД определяется данными режима несущей частоты. Низкая эффективность приводит к сравнительно большому рассеянию мощности на аноде: $P_{aT} = P_{0T} - P_{1T}$.

Располагая основными данными телефонного режима, можно определить значение напряжений сеточной цепи:

$$E_{cT} = -U_c \cos \theta_T + E'_c, \quad (6.22)$$

где θ_T может быть найдено из соотношения $\gamma_1(0_T) = I_{a1T}/SU_c$.

Из рис. 6.8 следует, что требуемая амплитуда напряжения звуковой частоты равна

$$U_{c\Omega} = E_{c\max} - E_{cT}. \quad (6.23)$$

Соотношение (6.23) указывает, что МУНЧ должен быть способным развивать на выходе максимальное напряжение с амплитудой $U_{c\Omega}$.

Мы остановились подробно на режиме несущей частоты, так как этот режим является установочным. От правильности расчета параметров этого режима и от его настройки зависит линейность модуляции.

Режим модуляции ($U_{c\Omega} > 0$) примыкает по своей эффективности к режиму несущей частоты. Этого можно было ожидать, поскольку средние значения m_{cp} весьма малы. В процессе модуляции колебательная мощность $P_{1cp} = P_{1T}(1 + m_{cp}^2/2)$.

При линейной модуляции постоянная составляющая анодного тока изменяется по закону изменения низкой частоты: $I_{a0} = I_{a0T} + m I_{a0T} \cos \Omega t$. Тогда за период модуляции подводимая мощность

$$P_{0cp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_a I_{a0T} (1 + m \cos \Omega t) d\Omega t = E_a I_{a0T} = P_{0T}. \quad (6.24)$$

При линейной модуляции и правильно выбранной телефонной точке (симметричной модуляции) среднее значение I_{a0} равно I_{a0T} . При этом КПД

$$\begin{aligned} \eta_{cp} &= P_{1cp}/P_{0T} = \eta_T (1 + m_{cp}^2/2) = \\ &= \eta_T (1 + m_{max}^2/p^2). \end{aligned} \quad (6.25)$$

Практически КПД в режиме модуляции равен КПД в режиме несущей: $\eta_{cp} = (1,05 \dots 1,1) \eta_T$.

Все приведенные выводы базируются на линейной аппроксимации модуляционных характеристик. Это правомерно с энергетической точки зрения. Однако применительно к оценке нелинейных искажений надо учесть, что модуляционная характеристика в общем случае нелинейна. Расчеты показывают [6.1], что нелинейные искажения по второй и третьей гармоникам определяются выражениями

$$K_{2F} = I_{a1}(2\Omega)/I_{a1}(\Omega) = (1,3m/4)(U_{c\Omega}/U_c) \cos \theta_T; \quad (6.26)$$

$$K_{3F} = |I_{a1}(3\Omega)/I_{a1}(\Omega)| = (1,3m^2/24)(U_{c\Omega}/U_c)^2. \quad (6.27)$$

При значительных глубинах модуляции нелинейные искажения в тракте ВЧ становятся ощутимыми.

Схемы модуляции изменением напряжения смещения. Вначале заметим, что в модуляторе (т. е. в модулируемом каскаде) должны быть приняты меры для подачи фиксированных напряжений на первую (E_{cT}) и вторую (E_{c2}) сетки.

Остановимся на работе МУНЧ. Он должен развивать на выходе (на нагрузке) напряжение $U_{c\Omega} = E_{cmax} - E_{cT}$ при достаточно малых искажениях. Особенность работы МУНЧ заключается в том, что его нагрузка нелинейна, т. е. зависит от уровня модулирующего искажения. Из схемы на рис. 6.6 видно, что через цепь МУНЧ протекает постоянная составляющая сеточного тока I_{c0} . Зависимость $I_{c0} = f(E_c)$ имеет нелинейный характер с неодинаковым приращением ΔI_{c0} относительно значения I_{c0} в телефонном режиме [6.1]. Дело в том, что напряжения смещения, при котором I_{a1} обращается в нуль, не совпадает с тем напряжением, при котором $I_{c0} = 0$. При отсутствии модуляции ($U_{c\Omega} = 0$) $E_c = E_{cT}$ и $I_{c0} = I_{c0T}$ (см. рис. 6.8). Для многих ламп $I_{c0T} = 0$. При $U_{c\Omega} > 0$ постоянная составляющая сеточного тока I_{c0} изменяется. Более детальное рассмотрение этого вопроса [6.1] показывает, что приращение тока I_{c0} относительно I_{c0T} оказывается несимметричным. Иными словами, МУНЧ как усилитель нагружается переменным сопротивлением, зависящим от уровня сигнала звуковой частоты. В этом суть особенности работы МУНЧ. Обычно вторичную обмотку трансформатора (см. рис. 6.6) шунтируют сопротивлением $R_{ш}$. При этом выполняется условие активности сопротивления нагрузки трансформатора и нагрузка МУНЧ становится более равномерной. Лампа МУНЧ выбирается окончательно с учетом оценки нелинейных искажений [6.1; 6.3]. Для уменьшения выходного сопротивления МУНЧ, а следовательно, и нелинейных искажений применяют иногда схему катодного повторителя.

Усиление модулированных колебаний. Обычно модуляцию на сетку изменением напряжения смещения применяют на низком уровне¹ (рис. 6.9) с последующим усилением модулированных колебаний (УМК). Такое построение схемы позволяет выбирать МУНЧ сравнительно небольшой мощности.

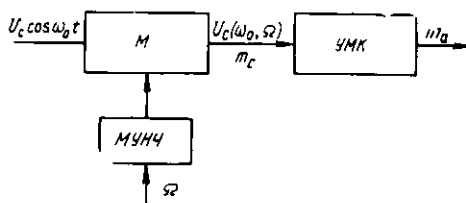


Рис. 6.9

При УМК на управляющую сетку поступает напряжение высокой частоты

$$u_c(\omega_0, \Omega) = U_{c.т} (1 + m_c \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (6.28)$$

где $U_{c.т}$ — напряжение возбуждения в режиме несущей частоты; m_c — коэффициент модуляции напряжения возбуждения: $m_c = (U_{c \max} - U_{c \min}) / (U_{c \max} + U_{c \min})$.

Таким образом, УМК является разновидностью сеточной модуляции. Суть модуляции заключается в том, что с изменением U_c

меняются (в общем случае) угол отсечки θ и высота импульса анодного тока I_{am} (рис. 6.10), а следовательно, I_{a1} . Однако в данном случае $E_c = \text{const}$, а $U_c = \text{var}$. Линейное усиление (модуляция) осуществляется в недонапряженном режиме. Для исследования процесса модуляции воспользуемся соотношением (6.18) в преобразованном виде.

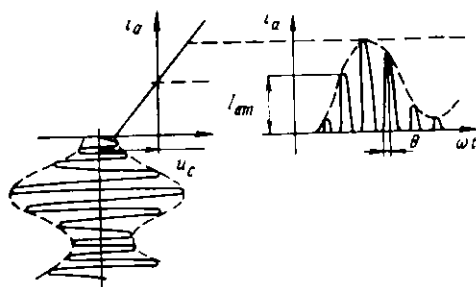


Рис. 6.10

Решая уравнение (6.18) относительно I_{a1} , получаем

$$I_{a1} = S U_c \gamma_1 / (1 + S D R_3 \gamma_1). \quad (6.29)$$

В общем случае меняется функция γ_1 . Не вдаваясь в подробности исследования формы модуляционной характеристики $I_{a1}(U_c)$ в зависимости от значений угла отсечки в максимальном режиме $\theta_{\max}$, рассмотрим этот вопрос только применительно к случаям $\theta_{\max} = 180^\circ$ и $\theta_{\max} = 90^\circ$. Эти случаи представляют практический интерес.

¹ Возможно также применение этого вида модуляции в оконечных каскадах на тетрадах.

1. $\theta_{max}=180^\circ$. В маломощных каскадах передатчиков (особенно однополосных) встречается режим лампы с $\theta_{max}=180^\circ$. При таком режиме нелинейные искажения очень малы (усиление однополосных колебаний при $\theta=180^\circ$ см. в гл. 7). При этом генераторная лампа работает при всех значениях u_c (от $u_c=U_{cmin}$ до $u_c=U_{max}$) в режиме класса А (рис. 6.11), $\gamma_1=1=\text{const}$ и уравнение модуляционной характеристики $I_{a1}(u_c)$ принимает вид

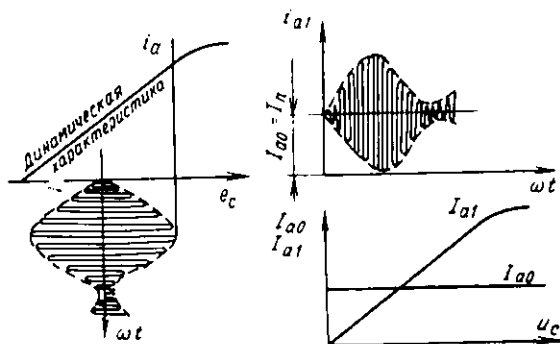


Рис. 6.11

$$I_{a1} = S U_c / (1 + SDR_3). \quad (6.30)$$

Модуляционная характеристика линейна и постоянная составляющая I_{a0} равна току покоя I_a , причем $I_{a0} > I_{a1}$ (на рис. 6.11 масштаб токов разный). В телефонном режиме КПД

$$\eta_T = P_{1T}/P_{0T} = 0,5 (I_{a1T}/I_a) \xi_T; \xi_T = 0,5 \xi_{max} = 0,45; I_{c1T}/I_a < 0,5.$$

В итоге $\eta_T \approx 0,1$. Низкая эффективность режима УМК при $\theta_{max}=180^\circ$ не позволяет использовать его в мощных каскадах.

2. $\theta_{max}=90^\circ$.

Режим УМК с $\theta_{max}=90^\circ$ очень широко применяется. При этом $\gamma_1(90^\circ)=0,5$ и уравнение (6.29) принимает вид

$$I_{a1} = 0,5 S u_c / (1 + 0,5 SDR_3). \quad (6.31)$$

При $\theta_{max}=90^\circ$ $E_c = E'_c$, $\cos \theta = 0$ и угол отсечки не зависит от u_c . Модуляционная характеристика $I_{a1}(U_c)$ линейна почти во всем интервале изменений U_c (рис. 6.12). Нижний изгиб статических характеристик несколько нарушает линейность характеристик $I_{a1}(U_c)$. Однако практически модуляционные характеристики остаются линейными. Это достоинство обуславливает широкое применение УМК с $\theta_{max}=90^\circ$ в однополосных передатчиках (см. гл. 7). Отметим, что постоянная составляющая $I_{a0}(U_c)$ также линейна¹.

Другим достоинством данного режима является сравнительно высокая эффективность в режиме несущей частоты: $\eta_T = 0,5 g_1(90^\circ) \xi_T = 0,5 \cdot 1,57 \xi_T \approx 0,35$; $\xi_T \approx 0,45$.

Конечно, КПД в телефонном режиме еще не дает полной информации об эффективности УМК. Но в режиме молчания или во время пауз эффективность УМК определяется только η_T . При на-

¹ Можно показать что для $\theta = 180^\circ$ и $\theta = 90^\circ$ $m_a = m_c$.

личии сигнала КПД определяется средними значениями m_{cp} за длительное время: $\eta_{cp} = \eta_{\Gamma} (1 + m_{max}^2 / \rho^2)$.

Усиление ВЧ колебаний в недонапряженном режиме широко используется и в однополосных передатчиках. Однако условия работы усилителя модулированных колебаний и усилителя однопо-

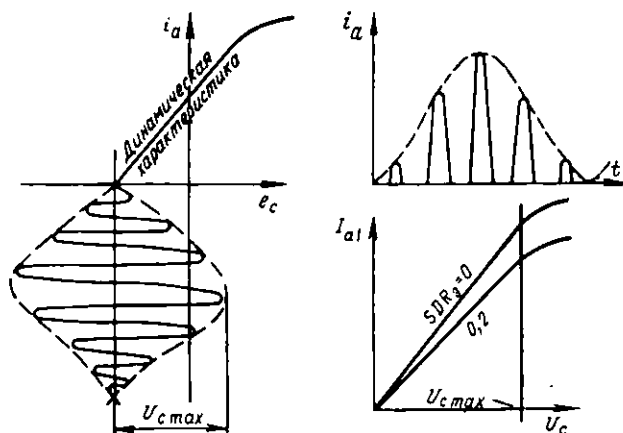


Рис. 6.12

лосных колебаний разные. Дело в том, что в случае УМК существует режим несущей частоты и он в значительной мере определяет эффективность усилителя (полагаем при сравнении, что при однополосной работе остаток несущей равен нулю).

Расчет УМК ведется аналогично расчету системы модуляции смещением. Выбор ламп производится исходя из пиковой мощности $P_{1max} = P_{1\Gamma} (1 + m_{max})^2$. Если каскад усиления является окончательным, то надо учесть η_k контура: $P_{ном} = [P_{1\Gamma} (1 + m_{max})^2] / \eta_k$. ξ_{max} выбирается в пределах $\xi_{max} = (0,95 \dots 1) \xi_{кр}$. Напряжение на сетке в телефонном режиме $U_{c,т} = U_{c, max} / (1 + m_{max})$.

В заключение отметим, что схемы УМК должны быть выполнены так, чтобы E_c и E_{c2} оставались в процессе работы неизменными.

Схемы сеточной модуляции просты по своему построению, но малоэффективны. Вследствие этого они находят сравнительно ограниченное применение. Вместе с тем, с широким внедрением транзисторов и экономичных тетродов повышается общий КПД, что позволяет применять схему сеточной модуляции и УМК в вещательных передатчиках средней мощности.

Однако основными преимуществами при использовании УМК являются уменьшение габаритных размеров устройства (мощность МУНЧ мала) и установочной стоимости, а также повышение надежности.

6.3. Анодная модуляция

Основные соотношения. При анодной модуляции напряжение НЧ подается в цепь анодного питания (рис. 6.13): $E_a(t) = E_{a,т} + U_{a\Omega} \cos \Omega t$, т. е. напряжение E_a изменяется по закону изменения низкой частоты. В режиме несущей частоты (телефон-

ном) $E_a = E_{a.т}$. Существуют разные схемы анодной модуляции, которые рассмотрим в определенной последовательности. В гл. 2 было показано, (см. § 2.8), что в перенапряженном режиме гене-

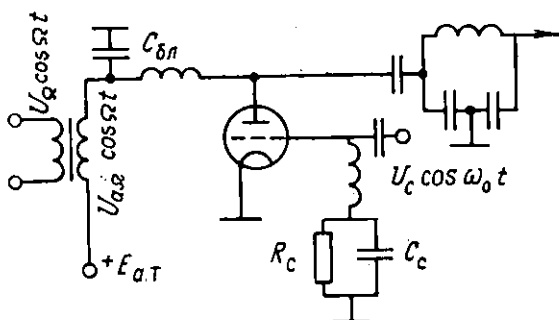


Рис. 6.13

раторной лампы существует линейная зависимость I_{a1} от анодного напряжения. Для выяснения основных соотношений положим, что $I_{a1} = f(E_a)$ и $I_{a0} = \varphi(E_a)$ строго линейны (в дальнейшем покажем, как эта линейность достигается). Указанные зависимости приведены на рис. 6.14.

Правоммерно ожидать, что схема анодной модуляции очень эффективна, ибо оба компонента, определяющие подводимую мощность, E_a и I_{a0} , модулируются.

Итак, изменение анодного напряжения по закону низкой частоты

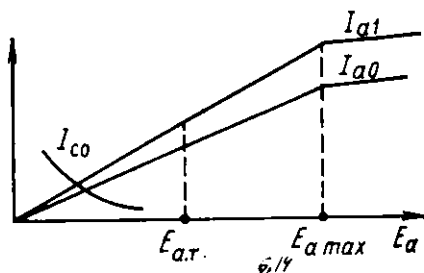


Рис. 6.14

$$E_a(t) = E_{a.т} \left(1 + \frac{U_{a0}}{E_{a.т}} \cos \Omega t \right) \quad (6.32)$$

вызывает модуляцию первой гармоники I_{a1} :

$$I_{a1} = I_{a.т} (1 + m \cos \Omega t). \quad (6.32a)$$

Исходя из линейной зависимости I_{a1} от E_a и учитывая (6.32) и (6.32a), имеем

$$U_{a0}/E_{a.т} = m; U_{a0} = m E_{a.т}. \quad (6.33)$$

Соотношение (6.33) является исходным для расчета МУНЧ. В пиковом режиме генераторная лампа развивает мощность

$$P_{1max} = 0,5 I_{a1max} U_{a1max} = 0,5 I_{a1max} E_{a.т} (1 + m). \quad (6.34)$$

Обычно передатчики проектируются для $m_{max} = 1$. Тогда получаем

$$P_{1max} = (0,5 I_{a1max} E_{a.т}). \quad (6.34a)$$

Напряжение $E_{a,т}$ в режиме несущей выбирается обычно равным номинальному, т. е. $E_{a,т} = E_{a,ном}$. При этом возникают кратковременные превышения напряжением номинального значения, что требует применения эффективных схем защиты ламп. С изменением E_a пропорционально изменяется напряжение ВЧ. На рис. 6.15а показано, как в разные моменты времени модулируется

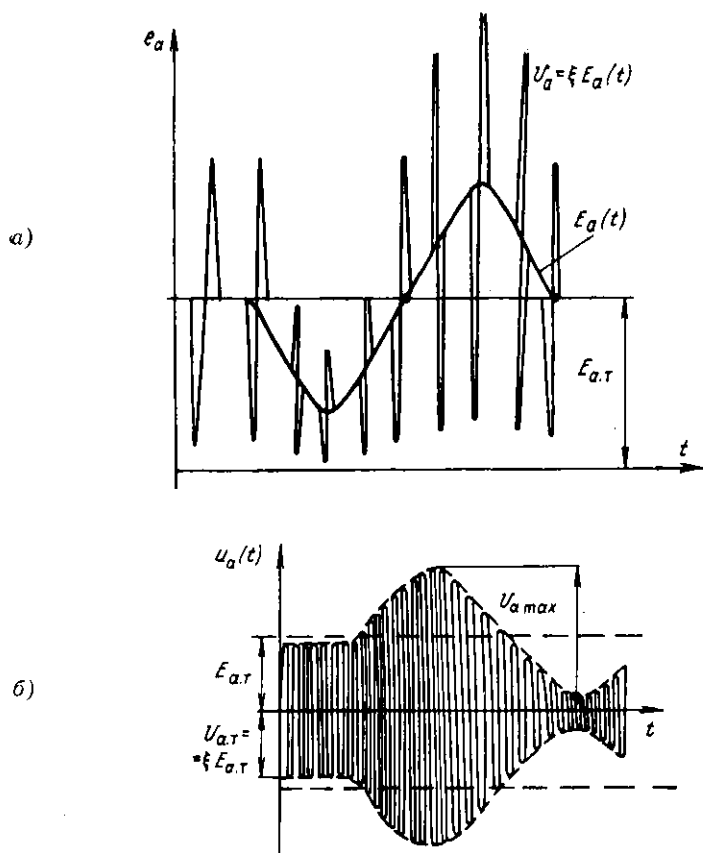


Рис. 6.15

$E_a(t)$ и соответственно $U_a(t)$. Отсюда следует, что $e_{a \max \max} \approx 4E_{a.т}$. На рис. 6.156 отдельно показано изменение $U_a = f(t)$ за период низкой частоты. Из (6.34а) следует, что в максимальном режиме лампа отдает удвоенную мощность (ибо $E_{a.т} \approx E_{a.ном}$):

$$P_{1\max} = 2P_{\text{ном}}. \quad (6.346)$$

Это означает, что при выборе генераторной лампы надо исходить из номинальной мощности

$$P_{\text{ном}} = P_{1 \text{ max}}/2 = 4 P_{1 \text{ r}}/2 = 2 P_{1 \text{ r}}. \quad (6.35)$$

Иногда выбирают $E_{a,т} < E_{a,ном}$, тогда более общим выражением является

$$P_{ном} \geq 2P_{1т}. \quad (6.35')$$

Сравним анодную модуляцию с сеточной. Для сеточной модуляции $P_{ном} = P_{1max} = 4P_{1т}$. Для анодной модуляции достаточно $P_{ном} = 2P_{1т}$, поскольку анодное напряжение модулируется и достигает в пиковом режиме $2E_{a,ном}$.

Другой особенностью анодной модуляции является высокая эффективность. В самом деле, КПД анодной цепи равен

$$\eta = P_1/P_0 = 0,5(I_{a1}/I_{a0})\xi. \quad (6.36)$$

Из рис. 6.14 следует, что $I_{a1}/I_{a0} = \text{const}$. Далее, коэффициент использования анодного напряжения $\xi = U_a/E_a = I_{a1}R_a/E_a = \text{const}$ в течение всего процесса модуляции. Иными словами, КПД по (6.36) определяется постоянными величинами. В любой точке модуляционной характеристики $I_{a1} = f(E_a)$ эффективность анодной цепи постоянна:

$$\eta_t = \eta_{max} = \eta_{ср}. \quad (6.37)$$

Генераторная лампа работает в перенапряженном режиме с высоким КПД (порядка 0,75). Особенно важно подчеркнуть, что в режиме несущей частоты КПД очень высокий, примерно в 2 раза больше, чем при сеточной модуляции. Как реализовать эти высокие достоинства анодной модуляции? Мощный каскад потребляет порядка 70% всей подводимой мощности, и его доля в формировании общего КПД передатчика является очень весомой, решающей. Ввиду этого модуляция на анод осуществляется в мощном каскаде.

Идеализация модуляционной характеристики $I_{a1}(E_a)$ позволила выяснить наиболее характерные особенности анодной модуляции. Однако в действительности модуляционная характеристика не строго линейна. Исследования показывают, что в нижней ее части вблизи $E_a \rightarrow 0$ появляется выпуклость, обусловленная возрастанием напряженности режима (рис. 6.16). Некоторое увели-

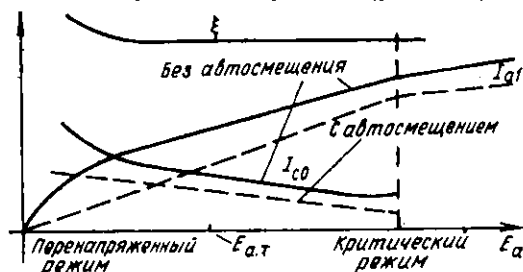


Рис. 6.16

чение ξ на участке вблизи $E_a = 0$ приводит к более быстрому росту I_{a1} в начальной части характеристики $I_{a1}(E_a)$.

Ослабление напряженности режима достигается автоматическим уменьшением напряжения на сетке $e_{стmax} = E_c + U_c$. С включением в цепь сетки сопротивления R_c (см. рис. 6.13) напряжение смещения изменится автоматически. В области $E_a \rightarrow 0$ сеточный ток возрастает (см. рис. 6.16), тем самым умень-

шается E_c (т. е. возрастает отрицательное смещение) и напряженность режима выравнивается. Практически модуляционная характеристика получается линейной. Часто применяется комбинированное смещение (рис. 6.17).

Расчет режимов при анодной модуляции.

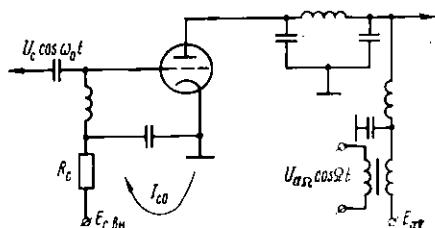


Рис. 6.17

1. Максимальный режим.

Модуляция в максимальном режиме осуществляется в оконечном каскаде. При выборе генераторной лампы необходимо учесть потери в промежуточном контуре, антенном фидере и мосте сложения мощностей (при использовании системы сложения мощностей):

$$P_{\text{ном}} = 2 P_{1\tau} / \eta_k \eta_f \eta_m, \quad (6.38)$$

где η_k , η_f и η_m — соответственно КПД промежуточного контура, фидера и моста сложения мощностей. Режим лампы выбирается слабо перенапряженным, т. е. $\xi = (1,02 \dots 1,04) \xi_{\text{кр}}$. Расчет ведется применительно к случаю, когда исходной является пиковая мощность $P_{1\text{max}} = \frac{P_{1\tau}}{\eta_k \eta_f \eta_m} (1 + m_{\text{max}})^2$. Все параметры максимального режима снабжаются индексами «max», в том числе и сеточный ток, хотя он минимален в этом режиме.

2. Минимальный режим. Расчет данного режима носит вспомогательный характер — он необходим для расчета режима несущей частоты. При $E_a = 0$ $i_a = 0$ и ток сетки I_{c0} отождествляется с постоянной составляющей катодного тока I_{k0} . Напряжение смещения изменяется автоматически и равно

$$E_{c \text{ min}} = -I_{c0 \text{ min}} R_c = -I_{k0} R_c^*. \quad (6.39)$$

В минимальном режиме $U_a = 0$ и можно записать

$$I_{cm} = I_{km} = S (E_{c \text{ min}} + U_c - E_{c0}). \quad (6.40)$$

Для нахождения $I_{c0 \text{ min}}$ или I_{k0} необходимо определить угол отсечки в минимальном режиме θ_{min} . Воспользуемся следующими соотношениями:

$$\begin{aligned} I_{c0 \text{ min}} &= I_{k0} = a_0 (\theta_{\text{min}}) I_{km}; \quad \cos \theta_{\text{min}} = \\ &= (-E_{c \text{ min}} + E_{c0}) / U_c. \end{aligned} \quad (6.41)$$

Далее, учитывая (6.39) — (6.41), получаем уравнение, позволяющее определить θ_{min} :

$$\begin{aligned} \beta_0 &= a_0 (\theta_{\text{min}}) (1 - \cos \theta_{\text{min}}) / \cos \theta_{\text{min}} = \\ &= (1 / SR_c) (1 - E_{c0} / U_c \cos \theta_{\text{min}}) \approx 1 / SR_c, \end{aligned} \quad (6.42)$$

так как $E_{c0} / U_c \cos \theta_{\text{min}} \ll 1$. В правую часть уравнения входят известные параметры. Таким образом, можно найти θ_{min} . В [6.3] приведена графическая зависимость $\beta_0(\theta)$. Зная θ_{min} , находим $E_{c \text{ min}} = -U_c \cos \theta_{\text{min}} + E_{c0}$, что позволяет определить постоянную составляющую в минимальном режиме:

$$I_{c0 \text{ min}} = |E_{c \text{ min}}| / R_c. \quad (6.43)$$

Выражение (6.43) является очень важным и будет использовано при расчете телефонного режима.

* Часто применяются схемы с комбинированным смещением на управляющую сетку (см. рис. 6.17): $E_{c \text{ см}} = I_{c0} R_c$, где $E_{c \text{ см}}$ — напряжение смещения от внешнего источника [6.1, с. 173].

3. Телефонный режим. В режиме несущей частоты токи определяют исходя из линейности модуляционной характеристики:

$$I_{a1\tau} = I_{a1\max}/(1 + m_{\max}); I_{a0\tau} = I_{a0\max}/(1 + m_{\max}).$$

Подводимая мощность $P_{0\tau} = I_{a0\tau} E_{a\tau}$ и примерно в 2 раза меньше, чем при сеточной модуляции. Мощность рассеяния на аноде $P_{a\tau} = P_{0\tau} - P_{1\tau}$. Так как $\eta_{\tau} = \eta_{\max} \approx 0,75$, рассеяние на ано-

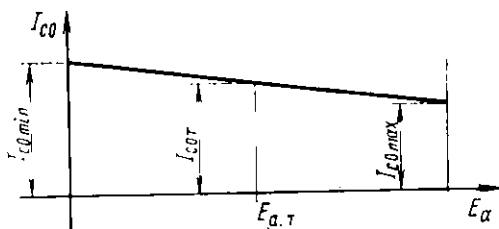


Рис. 6.18

де уменьшается приблизительно в 4 раза по сравнению с рассеянием при сеточной модуляции.

При анодной модуляции важную роль играет тепловой режим первой сетки. Токи сетки относительно велики, особенно при работе на триодах, и рассеяние на первой сетке $P_{с.т}$ должно быть тщательно рассчитано. При автоматическом смещении можно полагать, что зависимость $I_{c0} = f(E_a)$ линейная (рис. 6.18). Теперь легко определить все компоненты, необходимые для расчета мощности, рассеиваемой на сетке $P_{с.т}$: $I_{c0\tau} = 0,5(I_{c0\max} + I_{c0\min})$ и др.

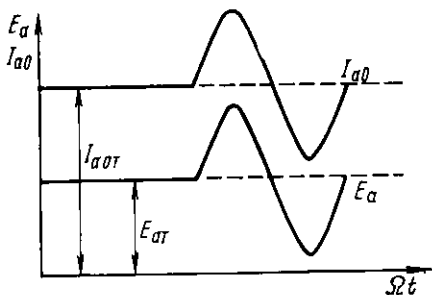


Рис. 6.19

4. Режим модуляции. Мощность, потребляемая анодной цепью, определяется с учетом того, что E_a модулируется по низкой частоте (рис. 6.19). За период модуляции

$$\begin{aligned} P_{0\text{ ср}} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_{a0} + I_{a0\text{ ср}} \cos \Omega t) (E_{a\tau} + \\ &+ U_{a0\text{ ср}} \cos \Omega t) d\Omega t = E_{a\tau} I_{a0\tau} + 0,5 U_{a0\text{ ср}} I_{a0\text{ ср}} = \\ &= P_{0\tau} (1 + m_{\text{ср}}^2/2), \end{aligned} \quad (6.44)$$

где $U_{a0\text{ ср}} = m_{\text{ср}} E_{a\tau}$; $I_{a0\text{ ср}} = m_{\text{ср}} I_{a0\tau}$.

Тепловой режим анода в процессе модуляции определяется выражением $P_{a\text{ ср}} = P_{0\text{ ср}} - P_{1\text{ ср}} = P_{a\tau} (1 + 0,5 m_{\text{ср}}^2)$.

Из (6.44) следует, что подводимая мощность при модуляции состоит из двух компонентов: $P_{0\tau}$ подводится непосредственно ис-

точником питания; $P_{0T} m_{cp}^2 / 2$ зависит от m и подводится от МУНЧ. Максимальная мощность, отдаваемая МУНЧ,

$$\begin{aligned} P_{1M \max} &= 0,5 m_{\max}^2 P_{0T} = 0,5 m_{\max}^2 E_{a.T} I_{a0T} = \\ &= 0,5 m_{\max}^2 E_{a.T}^2 I_{a0T} / E_{a.T}. \end{aligned} \quad (6.45)$$

С учетом (6.33) можно записать

$$P_{1M \max} = 0,5 U_a^2 \Omega_{\max} \frac{1}{R_r}, \quad (6.45a)$$

где $R_r = E_{a.T} / I_{a0T}$ — эквивалентное сопротивление модулятора для МУНЧ. Заметим, что, в отличие от сеточной модуляции, при анодной модуляции R_r — величина постоянная, не зависящая от глубины модуляции.

Максимальная мощность, которую должен отдавать МУНЧ, $P_{1M \max}$, достаточно велика, т. е. имеет тот же порядок, что и колебательная мощность P_{1T} . Таким образом, КПД всего передатчика зависит в значительной мере от КПД МУНЧ.

В заключение отметим, что в силу высокой эффективности анодная модуляция находит широкое применение в мощных вещательных передатчиках. Другие возможности повышения эффективности вещательных передатчиков (в частности, использование схемы Догерти) рассмотрены в [6.1; 6.7].

6.4. Схемы анодной модуляции

К схемам анодной модуляции предъявляются три основных требования: высокая эффективность, малые нелинейные искажения и рациональное радиотехническое построение. Работы ламп с углом отсечки $\theta = 90^\circ$ (режим класса В) обеспечивает высокую эффективность. Однако при этом приходится строить МУНЧ по двухтактной схеме с хорошо симметричными плечами, что способствует подавлению (ослаблению) четных гармоник модулирующего напряжения.

На рис. 6.20* приведены два варианта схем МУНЧ. Особенность работы МУНЧ заключается в том, что ток генератора протекает через него. В схеме на рис. 6.20a постоянная составляющая тока генератора I_{a0T} замыкается через обмотку II трансформатора. Постоянное подмагничивание магнитопровода приводит к увеличению габаритных размеров трансформатора, чем обусловлено применение схемы в передатчиках сравнительно небольшой мощности. Этого недостатка лишена схема на рис. 6.20б. В ней последовательно с обмоткой II включается емкость C_Ω , которая выбирается с таким расчетом, чтобы пропустить низкие частоты без искажений. Ток I_a от замыкается через НЧ дроссель $L_{d\Omega}$.

* Емкости C_1 используются для образования фильтра Персона. Назначение этого фильтра состоит в существенном улучшении амплитудно-частотной и фазовой характеристик МУНЧ в области высших модулирующих частот. Резистор R_d вносит затухание для четных гармоник (см. [6.3, с. 138]).

Лампы МУНЧ питаются от анодного источника, т. е. $E_{a.m} = E_{a.T}$. Как правило, для МУНЧ выбираются такие же лампы, как и для генератора. Их номинальную мощность выбирают ис-

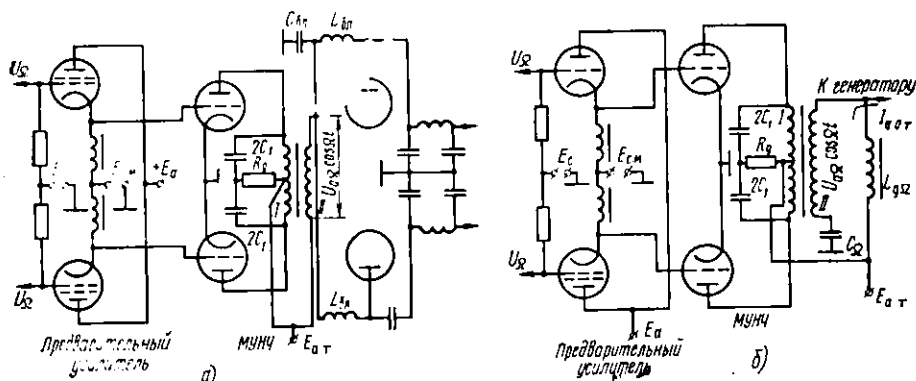


Рис. 6.20

ходя из максимального режима для $m_{max}=1$ [см. (6.45)] с учетом потерь в трансформаторе: $P_{1max} = 0,5P_{0T}/\eta_{TP}$. Коэффициент полезного действия трансформатора равен примерно 0,9.

Расчеты показывают, что соотношение числа ламп МУНЧ и модулируемого генератора приблизительно составляет 2:3 (для случая установки одинаковых ламп в генераторе и МУНЧ).

Коэффициент трансформации модуляционного трансформатора $n = U_{a.г}/2U_{a.m} = \omega_2/\omega_1$ где ω_1 — число витков первичной обмотки; ω_2 — число витков вторичной обмотки; $U_{a.m}$ — напряжение одного плеча МУНЧ.

Оценим эффективность выходных каскадов трактов ВЧ и МУНЧ. В процессе модуляции первая гармоника и постоянная составляющая анодного тока МУНЧ пропорциональны m (так как $\theta=90^\circ$): $P_{0m} = mP_{0max}$.

При $m=0$ МУНЧ потребляет мощность, определяемую током покоя ламп $I_{п*}$. Приблизительно $P_{0m}(m=0) \approx 0,1P_{0max}$. Можно показать, что $P_{0mmax} \approx P_{0T}$, где P_{0T} — мощность, потребляемая генератором. Тогда в режиме несущей суммарный КПД

$$\eta_{\Sigma m=0} \approx P_{1T}/1,1P_{0T} \approx 0,91 \eta_1 \approx 0,7. \quad (6.46)$$

Суммарный КПД при модуляции (если пренебречь влиянием нижнего криволинейного участка характеристик модуляторных ламп) равен

$$\eta_{\Sigma} \approx P_{1T}(1 + m^2/2)/(1 + m)P_{0T}. \quad (6.47)$$

Далее, учитывая (6.14), получаем $\eta_{\Sigma cr} = [(1 + m^2_{max}/p^2)/(1 + \sqrt{2}m_{max}/p)]\eta$. Для $p=3,3$, $m_{max}=1$ получаем $\eta_{\Sigma cr} \approx 0,76\eta$.

* Из-за наличия нижнего криволинейного участка характеристики лампы фактически работают в режиме АВ.

Общий промышленный КПД всего передатчика равен примерно 0,55 ... 0,6, т. е. более чем в 2 раза превышает КПД при сеточной модуляции. Однако, как будет показано, ниже, в современных передатчиках СВ и ДВ диапазонов удастся существенно повысить КПД путем усложнения схемы.

Рассмотрим нелинейные искажения. Они определяются, главным образом, параметрами МУНЧ и предварительного усилителя. Нелинейные искажения, обусловленные наличием криволинейного участка статических характеристик ламп, компенсируются регулировкой режима, симметрированием плеч и введением отрицательной обратной связи. Сложнее обстоит дело с искажениями, вызванными переходными процессами в МУНЧ. На эквивалентной схеме МУНЧ (рис. 6.21) введены следующие обозначения: L_{s1} и L_{s2} — индуктивности

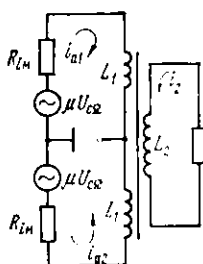


Рис. 6.21

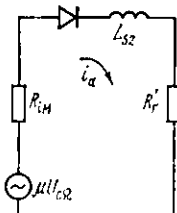


Рис. 6.22

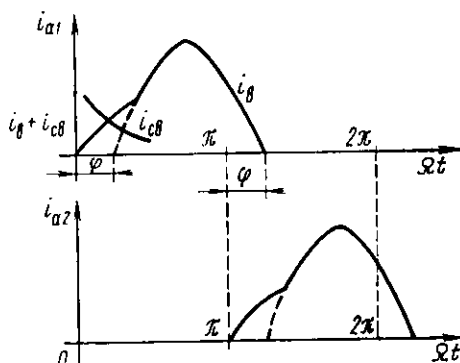


Рис. 6.23

рассеяния между половинками первичной обмотки и между половиной первичной и всей вторичной обмоткой (на рисунке не показаны).

$R_r = E_{a.7}/I_{a0.7}$ — эквивалентное сопротивление генератора. В идеальном случае при $\theta = 90^\circ$ оба плеча МУНЧ работают поочередно: при $i_{a1} > 0$, $i_{a2} = 0$ и наоборот. Однако из-за наличия индуктивности рассеяния L_{s2} появляются переходные процессы. На рис. 6.22 приведена эквивалентная схема одного плеча. Здесь $R_r' = R_r/4n^2$, поскольку при рассмотрении учитывается половина первичной обмотки. Ток i_a в схеме на рис. 6.22 состоит из вынужденного и свободного:

$$i_a = i_b + i_{cb} = \frac{\mu U_{c2}}{\sqrt{R^2 + (\Omega L_{s2})^2}} \sin(\Omega t - \varphi) + \frac{\mu U_{c2} \sin \varphi}{\sqrt{R^2 + (\Omega L_{s2})^2}} e^{-Rt/L_{s2}}, \quad (6.48)$$

где $R = R_{iH} + R_r'$; $\tan \varphi = \Omega L_{s2}/R$.

Графическое изображение зависимости (6.48) приведено на рис. 6.23. Можно показать, что на более высоких частотах при $\Omega L_{s2}/R = 0,05 \dots 0,1$ переходные процессы сравнительно слабо выражены и $i_{cb \max}$ составляет (5 ... 10) % амплитуды i_b . Малые значения индуктивностей рассеяния достигаются применением специальной тонкослойной изоляции и многообмоточных модуляционных трансформаторов.

Неправильное построение схемы предварительного усилителя также может привести к росту уровня нелинейных искажений. Дело в том, что при полном использовании ламп МУНЧ неизбежна работа в области положительных напряжений управляющей сетки, а следовательно, с сеточными токами. Эти

токи нелинейно зависят от уровня сигнала $U_{c\Omega}$. Таким образом, в этом случае предварительный усилитель работает на нелинейную нагрузку и напряжение на сетках ламп МУНЧ будет содержать много гармоник:

$$u_c = U_{c\Omega} \cos \Omega t - \sum_{n=1}^{\infty} I_{c\Omega n} \cos n \Omega t |Z_{\text{вых}}(n \Omega)|,$$

где $I_{c\Omega n}$ — составляющие тока сетки МУНЧ.

Для уменьшения нелинейных искажений предварительный усилитель должен иметь малое выходное сопротивление $|Z_{\text{вых}}(n \Omega)|$. Это достигается применением в предварительном усилителе схемы с катодной нагрузкой (см. рис. 6.20). Дроссели в катодной цепи предназначены для подачи постоянных напряжений и прохождения начального тока $i_{a.п}$ предварительного усилителя. В предварительных усилителях применяется двухтактная схема с левыми лампами (тетроды и пентоды), в режиме без сеточных токов. Лампы работают в режиме АВ и должны быть рассчитаны на сумму токов тока покоя: $i_{a.п}$ и сеточного тока МУНЧ $i_{c.м}$ [6.5]: $i_{a.м.т.к.} = i_{a.п} + i_{c.м}$.

Рациональное построение схем МУНЧ и предварительного усилителя является совершенно необходимым условием уменьшения нелинейных искажений в тракте НЧ (искажения в этом тракте являются основными), но недостаточным, чтобы довести нелинейные искажения до очень малых значений (порядка 1...2%). Для их достижения применяется глубокая отрицательная обратная связь в модуляционном устройстве [6.3; 6.7; 6.11].

6.5. Двойная анодная модуляция: в оконечном и предоконечном каскадах

Двойная модуляция широко применяется в современных вещательных передатчиках. При этом модулируются синфазно в мощном каскаде E_a и U_c . Однако основным видом модуляции является анодная. Эта система применяется как в схемах с заземленным катодом, так и в схемах с заземленной сеткой.

Схема с заземленным катодом. При двойной (комбинированной) модуляции на сетку лампы мощного каскада подается напряжение $u_c = U_{c.т}(1 + m_c \cos \Omega t)$, где m_c — коэффициент модуляции предоконечного каскада.

Напряжение возбуждения модулируется синфазно с модуляцией анодного напряжения мощного каскада. Можно считать, что составляющие сеточного тока I_{c1}^* и I_{c0} изменяются пропорционально U_c (рис. 6.24). Благодаря модуляции U_c сеточный ток

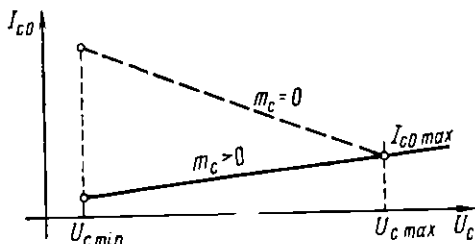


Рис. 6.24

меняется по обратному закону по сравнению с его изменением в случае, когда $m_c = 0$. Это дает ряд преимуществ. Во-первых, резко уменьшается мощность возбуждения сетки P_{c1} , а следовательно —

* На рис. 6.24 приведена только зависимость $I_{c0}(U_c)$.

но, и мощность рассеяния P_c . Во-вторых, выравнивается входное сопротивление лампы $R_{вх} = U_c/I_{c1} \approx \text{const}$ (при одинарной модуляции $U_c = \text{const}$ и $R_{вх} = U_c/I_{c1} \neq \text{const}$). Поэтому нагрузку предоконечного каскада можно считать постоянной. В-третьих, модуляция анодного напряжения предоконечного каскада для модуляции u_c позволяет выбирать лампу с номинальной мощностью [см. (6.38)]:

$$P_{\text{ном}} = P_{1 \text{ т. пр}} (1 + m_c) = P_{1 \text{ пр max}} / (1 + m_c), \quad (6.49)$$

где $P_{1 \text{ т. пр}}$ и $P_{1 \text{ пр max}}$ — соответственно мощность в режимах несущей и максимальном предоконечного каскада. Необходимая номинальная мощность лампы оказывается значительно ниже, чем при одинарной модуляции.

Коэффициент модуляции m_c можно определить из следующих соображений. При $E_a = 0$ получаем $U_a = 0$, $E_c = E_{c \min}$, $U_c = U_{c \min}$ и $i_a = 0$. Тогда $i_a = S(E_{c \min} + U_{c \min} - E_{c0}) = 0$. Отсюда $U_{c \min} = -E_{c \min} + E_{c0}$. При модуляции напряжения возбуждения в минимальном режиме $I_{c0 \min} \rightarrow 0$ (см. рис. 6.24) и $E_{c \min} \approx 0$. Таким образом, получаем для коэффициента модуляции.

$$m = \frac{U_{c \max} - U_{c \min}}{U_{c \max} + U_{c \min}} \approx \frac{U_{c \max} - E_{c0}}{U_{c \max} + E_{c0}}. \quad (6.50)$$

Отметим следующее. Выше было указано, что для получения линейной модуляции необходимо автоматическое смещение. Причем для ослабления напряженности режима при работе на участке характеристики, где $E_a \rightarrow 0$, напряжение смещения $|E_c|$ должно изменяться в противофазе с I_{a1} . При двойной модуляции получается обратная картина:

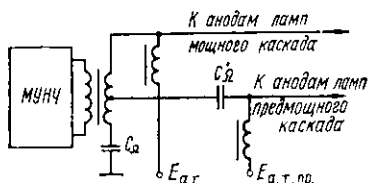


Рис. 6.25

$|E_c|$ изменяются в фазе с I_{a1} . Однако исследования показывают, что, поскольку в данном случае синфазная модуляция U_c существенно влияет на напряженность режима лампы, удается получить линейную модуляционную характеристику.

На рис. 6.25 приведена схема с МУНЧ для двойной модуляции. Мощность МУНЧ должна быть увеличена на величину, необходимую для модуляции предоконечного каскада: $m^2 c_{\max} P_{0 \text{ т. пр}} / 2 \eta_{\text{пр}}$. Мощность, рассеиваемая на сетке в телефонном режиме, $P_{c \text{ т}} = 0,5 U_c I_{c1 \text{ т}} - I_{c0 \text{ т}}^2 R_c$, где $I_{c1 \text{ т}} \approx 0,5 I_{c1 \text{ max}}$; $I_{c0 \text{ т}} \approx 0,5 I_{c0 \text{ max}}$.

Схема с заземленной сеткой. В этой схеме дополнительная модуляция напряжения возбуждения необходима по следующим соображениям. В схеме с заземленной сеткой входное сопротивление лампы определяется катодным током: $R_{вх} = U_c / (I_{a1} + I_{c1})$. Сопротивление $R_{вх}$ меняется в процессе модуляции, создавая переменную нагрузку для предмощного каскада, что приводит к появлению нелинейных искажений. В рассматриваемой схеме возбудитель при $U_c = \text{const}$ должен быть рассчитан на повышенную мощность (см. гл. 2). Далее, в данной схеме ток I_{a1} определяется напряжением на контуре: $I_{a1} = (U_a + U_c) / R_a$ (рис. 6.26). Следовательно, при $U_a = 0$ анодный ток не прекращается и его значение определяется ВЧ напряжением $U_c \cos \omega t$. Анодный ток прекращается при $E_{a \min} = -U_c$, т. е. начало модуляционной характеристики сдвигается влево на величину $-U_c$ [6.1], причем

нижний участок модуляционной характеристики получается нелинейным. Таковы трудности, возникающие при $U_c = \text{const}$. Они устраняются введением дополнительной модуляции U_c .

Глубина модуляции в сеточной цепи m_c определяется по формуле (6.50). Для большинства ламп расчеты в соответствии с (6.50) приводят к $m_c \approx 0,8$.

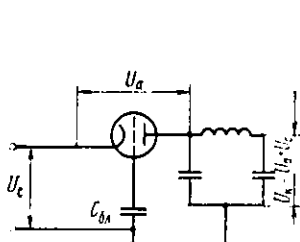


Рис. 6.26

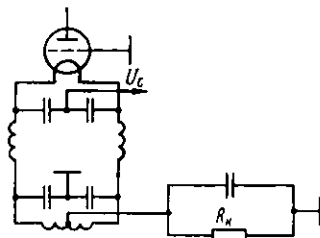


Рис. 6.27

У очень мощных генераторных триодов блокировочный конденсатор $C_{бл}$, с помощью которого сетка заземляется по высокой частоте, имеет значительные габаритные размеры. Опыт показывает, что большие междueleктродные емкости в совокупности с распределенной емкостью и индуктивностью $C_{бл}$ образуют цепь паразитного резонанса, частота которого лежит в верхней части КВ диапазона. Паразитное самовозбуждение можно подавить, исключив конденсатор $C_{бл}$ и непосредственно заземлив сетку. При этом автоматическое смещение создается за счет протекания катодного тока через резистор R_k (рис. 6.27). В такой схеме нет необходимости во включении внешнего источника смещения. Исследования показывают, что схема обладает улучшенной линейностью модуляционной характеристики. При этом напряжение источника питания должно быть равно: $E_{ист} = E_{a.т} - E_{c.т}$.

6.6. Анодно-экранная модуляция

Анодная модуляция генераторов на многоэлектродных лампах в перенапряженном режиме может вызвать перегрев второй (экранирующей) сетки. Ввиду этого применяется одновременная модуляция анодного и экранного напряжений: $E_a = E_{a.т} + U_{a\Omega} \cos \Omega t$ и $E_{c2} = E_{c2т} + U_{c\Omega} \cos \Omega t$. По аналогии с анодной модуляцией имеем

$$U_{a\Omega} = m E_{a.т}; \quad U_{c\Omega} = m_{c2} E_{c2т}, \quad (6.51)$$

где $E_{c2т}$ — напряжение на второй сетке в режиме несущей; m_{c2} — глубина модуляции экранного напряжения.

Во избежание появления больших пиковых напряжений рекомендуется несколько уменьшить напряжения $E_{a.т}$ и $E_{c2т}$ по сравнению с номинальными значениями, выбрав

$$E_{a.т} \approx 0,8 E_{a.ном}; \quad E_{c2т} \approx (0,6 \dots 0,8) E_{c2.ном}.$$

Переменные напряжения $U_{a\Omega}$ и $U_{c\Omega 2}$ создаются общим МУНЧ (рис. 6.28).

Анодно-экранная модуляция возможна, в принципе, в недо-напряженном или перенапряженном режиме. В мощных передат-чиках предпочтителен перенапряженный режим, который позволя-

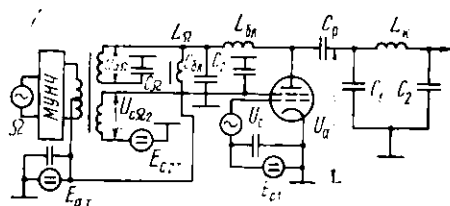


Рис. 6.28

ет уменьшить уровень фона (паразитной модуляции), а также по-высить КПД.

Линейная модуляция I_{a1} от E_a и E_{c2} (рис. 6.29) получается практически при $\theta_{max} = 80 \dots 90^\circ$, что соответствует углам отсечки в телефонном режиме, равным $50 \dots 60^\circ$.

Мощность рассеяния на второй сетке

$$P_{c2cp} = P_{c2r} (1 + m_{c2}^2 / 2), \quad (6.52)$$

где $P_{c2r} = E_{c2r} I_{c20r}$; $I_{c20r} \approx I_{c20max} / (1 + m_{c2})$.

Очевидно, что мощность МУНЧ должна быть соответственно

$$\text{увеличена: } P_{1max} = \frac{1}{\eta_{т.р}} \left(\frac{m_a^2}{2} P_{от} + \frac{m_{c2}}{2} P_{c20r} \right).$$

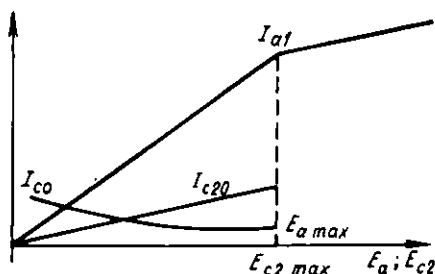


Рис. 6.29

Что касается глубины моду-ляции в анодной и экранирую-щих цепях, то оптимальными можно считать значения $m_a = 1$; $m_{c2} = 0,9 \dots 1$. При этом уменьшается влияние нижнего нелинейного участка характе-ристик современных тетродов.

Необходимо отметить, что в мощных генераторах на тет-родах возможно также возник-новение паразитных колебаний в цепи блокировочного кон-

денсатора второй сетки $C_{бл}$. В этом случае надо заземлить вторую сетку непосредственно и переменное напряжение $U_{c\Omega 2} \cos \Omega t$ под-ать на катод.

В заключение укажем, что для анодно-экранной модуляции действительны все соотношения, полученные ранее для анодной модуляции.

6.7. Пентодная модуляция

На рис. 6.30 а приведено семейство характеристик $i_a = f(e_a, E_{c3})$. Из рисунка видно, что в области $E_{c3} > 0$ анодный ток слабо зависит от E_{c3} . При увеличении E_{c3} несколько возрастает $S_{кр}$. Однако в области $E_{c3} < 0$ анодный ток претерпевает заметные изменения (линия критического режима смещается вдоль оси абсцисс). Таким образом, модуляции на третью (пентодную) сетку

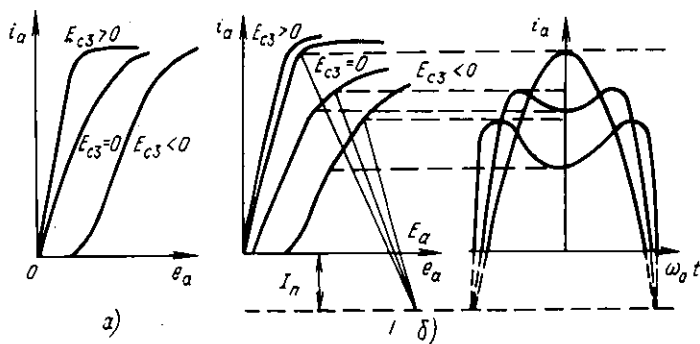


Рис. 6.30

возможна при отрицательных значениях E_{c3} . Модуляция происходит в перенасыщенном режиме в результате перераспределения катодного тока между анодом и сетками, в основном второй сеткой (рис. 6.30 б). С точки зрения электронных процессов в лампе существует сходство с анодной модуляцией. Но в энергетическом отношении эта схема подобна схеме с сеточной модуляцией. В самом деле, $E_a = \text{const}$, следовательно, $\xi = U_a/E_a$ меняется в процессе модуляции. В телефонном режиме $\xi_r = \xi_{\text{max}}/2$, что обуславливает низкий КПД (как при сеточной модуляции). Среднее значение КПД определяется тем же выражением, что и при сеточной модуляции: $\eta_{cp} = \eta_r(1 + m^2_{cp}/2)$. В режиме несущей напряжение на третьей сетке $E_{c3} = E_{c3r}$. При модуляции $E_{c3} = E_{c3r} + U_{c3} \cos \Omega t$. Как было указано, E_{c3} меняется в процессе модуляции, оставаясь все время в области отрицательных значений.

Эквивалентное напряжение на третьей сетке $E_{c3a} = E_{c3} + E_a/\mu_3$, где μ_3 — коэффициент усиления по третьей сетке. Когда $E_{c3a} = 0$, то $I_{a1} = 0$. Из этого условия получаем напряжение E_{c3} , соответствующее началу модуляционной характеристики. Обозначим это напряжение через E_{c3min} . Тогда

$$E_{c3a} = 0; E_{c3min} + E_a/\mu_3 = 0; E_{c3min} = -E_a/\mu_3 \quad (6.53)$$

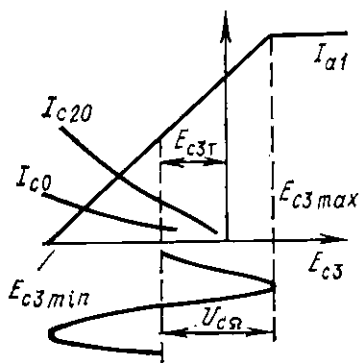


Рис. 6.31

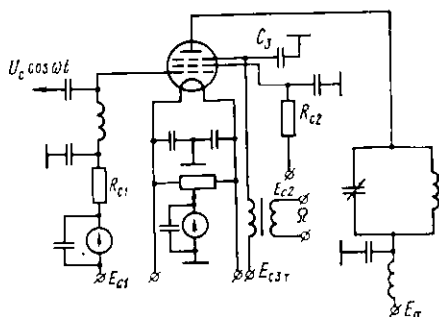


Рис. 6.32

Максимальное напряжение на третьей сетке $E_{c3 \max}$ обычно равно $E_{c3 \text{ ном}} = 0$. Примерный вид модуляционной характеристики показан на рис. 6.31, а на рис. 6.32 — схема модуляции на третью сетку. Линейность модуляционной характеристики достигается подачей комбинированных напряжений смещения E_{c1} и E_{c2} . Автоматическое комбинированное смещение E_{c2} предохраняет вторую сетку от перегрева. Сопротивления в цепи сеток оп-
ределяются соотношениями

$$R_{c1} \approx (0,3 \dots 0,5) |E_{c \max}| / I_{c0 \max};$$

$$R_{c2} \approx (0,1 \dots 0,5) E_{c2 \max} / I_{c20 \max}.$$

Мощность рассеяния на второй сетке в телефонном режиме $P_{c2 \text{ т}} = E_{c2} I_{c20 \text{ т}}$ должна удовлетворять условию $P_{c2 \text{ т}} < P_{c2 \text{ доп}}$. Дополнительные сведения о пен-
тодной модуляции приведены в [6.3].

6.8. Пути повышения КПД вещательных передатчиков

Задача повышения КПД вещательных передатчиков является весьма актуальной. В нашей стране были разработаны схемы передатчиков, работающих в бигармоническом режиме, обладающие повышенной эффективностью (З. И. Модель, И. Н. Фомичев, А. И. Колесников, Н. С. Фузик), и схема автоанодной модуляции Н. Г. Круглова [6.1]. В США применяется схема Догерти [6.1; 6.7], в которой используется сеточная модуляция. Особенность схемы заключается в том, что КПД мощного каскада возрастает в режиме несущей частоты почти в 2 раза. В США строятся мощные передатчики по схеме Догерти.

Напомним идею схемы повышения КПД передатчиков с помощью бигармонического режима, которая весьма перспективна и находит широкое применение (см. § 2.9). Известно, что КПД генератора

$$\eta = 0,5 (\alpha_1 / \alpha_0) \xi. \quad (6.54)$$

Из этой формулы следует, что повысить η можно путем увеличения отношения (α_1 / α_0) и коэффициента использования анодного напряжения ξ . Обычными средствами эту задачу решить нельзя. В самом деле, в критическом режиме η не превышает 0,68 ... 0,7, а в слабо перенапряженном режиме (при анодной модуляции) КПД равен примерно 0,75. Однако эту задачу можно решить путем деформации импульса анодного тока и выделения в анодной цепи двух напряжений, действующих в противофазе: основной частоты с амплитудой $U_{a1} > E_a (\xi > 1)$ и третьей гармоники U_{a3} . На практике задача решается путем подачи на сетку двух напряжений, действующих в противофазе, с выделением аналогичных напряжений в анодной цепи (см. § 2.9, рис. 2.30 и 2.31).

Допустим, что противофазность анодных напряжений достигнута. Следовательно, на аноде лампы (см. рис. 2.31) действует сумма противофазных напряжений U_{a1} и U_{a3} , образующих искаженное напряжение $e_{a \Sigma} > 0$. Из рисунка видно, что, несмотря на то, что амплитуда напряжения основной частоты $U_{a1} > E_a$ (т. е. $\xi > 1$), суммарное напряжение положительно. Минимальное напряжение $e_{a \min} = e_{\text{ост}}$ может быть выбрано таким, что режим ге-

нератора будет близок к критическому. Таким образом, $\xi > 1$ при нормальной напряженности режима.

Однако бигармонический режим лампы приводит к сильной деформации импульса анодного тока (рис. 6.33). Гармонический анализ таких импульсов показывает, что коэффициент разложения третьей гармоники α_3 в области $\theta > 60^\circ$ меньше нуля. В этом

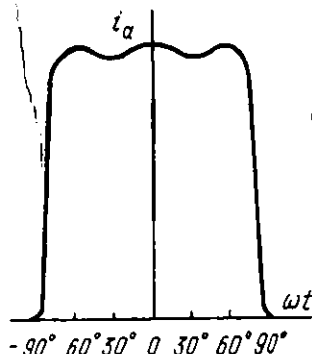


Рис. 6.33

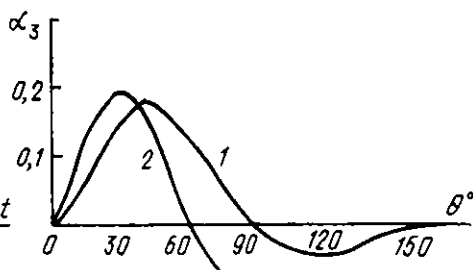


Рис. 6.34

можно убедиться, если сравнить зависимость $\alpha_3 = f(\theta)$ для прямоугольных (деформированный импульс близок к прямоугольному) и косинусоидальных импульсов (рис. 6.34). Условие $\alpha_3 < 0$ обеспечивает противофазность U_{a1} и U_{a3} . Отметим, что полученная форма импульса тока выгодна и с энергетической точки зрения, так как приводит к росту отношения I_{a1}/I_{a0} . Получается разновидность ключевого режима лампового генератора. В итоге КПД генератора (по анодной цепи) в бигармоническом режиме возрастает до 0,9 ... 0,95, а промышленный КПД превышает 70%.

Эффективность бигармонического режима достигается при определенных соотношениях между напряжениями основной частоты и третьей гармоники. Обозначим $a_3 = U_{a3}/U_{a1}$ и $a_{c3} = U_{c3}/U_{c1}$. Эффективность режима очень критична к выбору этих величин. Исследования (на примере, генератора на тетраде ГУ-44) показывают, что оптимальный режим получается при $a_3 = a_{c3} = 0,25$; $\xi = 1,15$; $\eta = 0,95$ (рассматривались значения $a_3 = a_{c3} = 0,2 \dots 0,3$ и $\xi = 1,05 \dots 1,15$). Выбор $a_3 = a_{c3} = 0,16$ и $\xi = 1,12$ приводит к понижению КПД на 4%. Учет нелинейности нижнего участка реальных характеристик может несколько понизить КПД. Однако опыт показывает, что модуляционная характеристика $I_{a1}(E_a)$ получается достаточно линейной.

Необходимо подчеркнуть резкую зависимость эффективности генератора от фазовых соотношений между напряжениями основной частоты и третьей гармоники. Так, приближенная оценка показывает, что фазовая асимметрия в сеточной цепи в 10° приводит к резкому уменьшению КПД (порядка 20%) и колебательной мощности. Ввиду этого бигармонический режим исполь-

зуется в диапазонах СВ и ДВ, где легче обеспечить требуемые фазовые соотношения.

О расчете бигармонического режима. Возрастание I_{a1} и ξ (а следовательно, и U_a) обуславливает увеличение P_1 . Таким образом, можно уменьшить требуемую номинальную мощность лампы. Чтобы учесть это уменьшение, рекомендуется ввести поправочный коэффициент $\beta = 1,3$ в формулу (6.38):

$$P_{\text{ном}} \geq 2 P_{1T} / \eta_k \eta_f \eta_m \beta. \quad (6.55)$$

Далее, выбрав значения a_3 , a_{c3} , ξ и располагая семейством статических характеристик $i_a = f(e_c, a_a)$, можно построить графически импульс тока $i_a(\omega_0 t)$. Затем графоаналитическим способом рассчитываются гармонические составляющие анодного тока:

$$\left. \begin{aligned} I_{a0} &= \frac{2}{m} \sum_{k=1}^{m/2} i_a(\omega_0 t_k); \\ I_{a1} &= \frac{4}{m} \sum_{k=1}^{m/2} i_a(\omega_0 t_k) \cos \omega_0 t_k; \\ I_{a3} &= \frac{4}{m} \sum_{k=1}^{m/2} i_a(\omega_0 t_k) \cos 3 \omega_0 t_k, \end{aligned} \right\} \quad (6.56)$$

где m — общее число отрезков в импульсе анодного тока по оси $\omega_0 t$.

В остальном расчет ведется обычным образом. Сеточная цепь рассчитывается аналогично.

Другой тенденцией в области повышения КПД вещательных передатчиков является создание МУНЧ, работающих в режиме класса Д. На рис. 6.35 приведена упрощенная схема, в которой

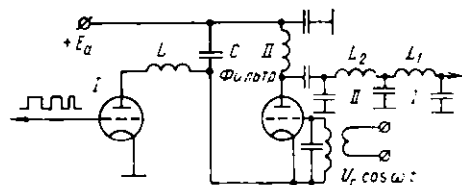


Рис. 6.35

НЧ сигнал модулирует по длительности прямоугольные импульсы, создаваемые маломощным генератором. Частота следования импульсов порядка 80 кГц, т. е. в несколько раз выше частоты модуляции. Модулированные импульсы усиливаются в МУНЧ, лампа I которого работает в ключевом режиме (т. е. в режиме класса Д). МУНЧ включен в цепь катода лампы (катод изолирован) оконечного каскада (лампа II) через LC-фильтр НЧ, не пропускающий составляющую с частотой 80 кГц. Лампа I (работающая в ключевом режиме) эквивалентна переменному сопротивлению (рис. 6.36), изменяющемуся с амплитудой и частотой

сигнала НЧ. Изменение сопротивления лампы I равносильно изменению напряжения на аноде лампы II . Так осуществляется анодная модуляция. В режиме молчания сопротивление лампы $R_i = R_t$, и на анод лампы II подается напряжение $E_{a.t} = 0,5 E_{a.max}$. При 100%-ной модуляции напряжение на аноде лампы II меняется от нуля (при модуляции вниз) до $E_{a.max}$ (при модуляции вверх), МУНЧ такого типа имеет два состояния: «включено» и «выключено». Информация на звуковой частоте передается во время импульса. Амплитуда колебания звуковой частоты определяется процентом времени, в течение которого МУНЧ открыт. Коэффициент полезного действия такого МУНЧ достигает 90%. Достоинством этой системы анодной модуляции является также отсутствие модуляционного трансформатора и НЧ дросселя. Модуляционные устройства с МУНЧ, работающим в режиме класса Д, весьма перспективны.

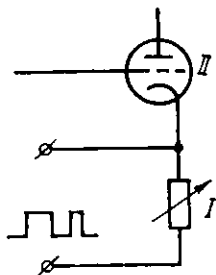


Рис. 6.36

6.9. Амплитудная модуляция транзисторных генераторов

В принципе, в генераторах на транзисторах возможны те же виды модуляции, что и в триодных генераторах: модуляция изменением базового смещения, изменением напряжения возбуждения, коллекторного напряжения и комбинированная модуляция. Однако базовая модуляция, как правило, не находит применения из-за нелинейности модуляционных характеристик и трудных условий работы МУНЧ. Дело в том, что выход МУНЧ нагружается на емкость эмиттерного перехода, величина которой зависит от уровня сигнала. Кроме того, КПД базовой модуляции низок (как при модуляции смещения). Базовая модуляция находит применение в качестве элемента комбинированной коллекторной модуляции.

Режим усиления модулированных колебаний находит широкое применение в однополосных передатчиках. Здесь используется недонапряженный режим [$\xi = (0,85 \dots 0,95) \xi_{кр}$] и особое внимание уделяется линейности модуляционной характеристики. Можно показать, что для получения линейности модуляционной характеристики и работы с $\theta = 90^\circ$ необходимо подать на базу комбинированное смещение [6.3, с. 191—194]. Для расчета могут быть использованы те же соотношения и соображения, которые были изложены в § 6.2.

Коллекторная модуляция — основной вид АМ, применяемой в транзисторных генераторах. Схема генератора с коллекторной модуляцией приведена на рис. 6.37*. Модулируемый генератор ра-

* В схемах с модуляционным трансформатором в случае перемодуляции может произойти пробой транзистора. В ряде случаев целесообразно использовать схемы МУНЧ, не содержащие индуктивных элементов.

ботает в перенапряженном режиме. Напряжение на коллекторе изменяется в соответствии с сигналом НЧ:

$$E_K = E_{Kт} + U_{K\Omega} \cos \Omega t, \quad (6.57)$$

где $E_{Kт}$ — напряжение на коллекторе в телефонном режиме; $U_{K\Omega}$ — амплитуда напряжения НЧ.

Этот вид модуляции отличается высокой эффективностью, как и анодная модуляция. Для данной схемы действительны все соотношения, полученные для анодной модуляции. Надо иметь в виду, что, в отличие от лампового генератора, транзистор не допускает кратковременного превы-

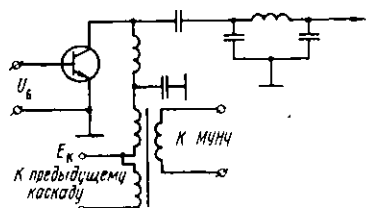


Рис. 6.37

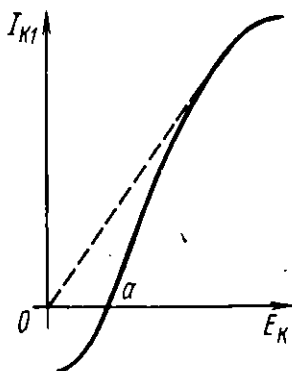


Рис. 6.38

шения допустимого напряжения на коллекторе $e_{K.э. доп.}$. Поэтому должно быть тщательно проведено неравенство

$$U_{K\Omega} + U_K < e_{K.э. доп.}, \quad (6.58)$$

где U_K — амплитуда ВЧ напряжения на коллекторе при $m=1$. В отличие от мощности лампы при анодной модуляции, номинальная мощность транзистора равна пиковой: $P_{ном} = P_{1Kmax} = P_{1т}(1 + m)^2/\eta_K$, где η_K — КПД контура.

Модуляционная характеристика $I_{K1}(E_K)$ в общем случае нелинейна. В [6.8] показано, что для многих транзисторных генераторов, исследованных экспериментально, действительна зависимость $I_{K1} = I_{K1max}(E_K/E_{Kmax})^{1-\delta}$, где δ — эмпирический коэффициент, изменяющийся в пределах $0 \leq \delta \leq 0,25$. Модуляционная характеристика может быть линеаризована дополнительной базовой модуляцией.

Существует еще одна особенность, которую надо учесть при расчете схем коллекторной модуляции. При малых напряжениях на коллекторе происходит смещение коллекторного перехода в прямом направлении под воздействием входного напряжения. Это приводит к непосредственному прохождению колебаний ВЧ через открытый коллекторный $p-n$ -переход транзистора (рис. 6.38). Из-за изменения коллекторного тока на участке $o-a$ появляется перемодуляция при больших уровнях сигнала. Во избежание этого явления, которое может привести к нелинейным искажениям, применяют дополнительную коллекторную модуляцию предыдущего каскада (т. е. напряжения базы U_b рассматриваемого кас-

када с коэффициентом модуляции $m_B = 0,75 \dots 0,8$). Дополнительная модуляция обычно осуществляется на коллекторе предыдущего каскада. Модуляция U_B способствует также линейризации модуляционной характеристики $I_{K1}(E_K)$.

6.10. Передатчики с амплитудной манипуляцией

Передача дискретной информации основана на соответствующей модуляции амплитуды высокочастотных колебаний. Обычно для модуляции (манипуляции) используется та же телеграфная аппаратура, что в проводной связи.

Скорость передачи телеграфных сигналов принято характеризовать числом бод B , т. е. числом элементарных посылок в одну секунду. Диапазон скоростей манипуляции разнообразен: от 20 бод при ручной работе (ключом) до 300 бод с помощью трансмиттера.

Обозначим через τ длительность элементарной посылки (полагаем, что токовые посылки чередуются с паузами). Рассматривая манипуляцию как модуляцию сигналом прямоугольной формы, получаем для частоты повторения импульсов следующее выражение:

$$F = 1/2\tau = 0,5 B. \quad (6.59)$$

Высшие частоты спектра равны $3F$, $5F$ и т. д. Принимая амплитуду ВЧ колебаний за единицу, можем написать для коэффициентов разложения ряда Фурье следующие выражения:

$$a_0 = 0,5; a_n = \frac{1}{n\pi} \sin \frac{n\pi}{2}; n = 1, 3, 5, \dots \quad (6.60)$$

Спектр колебаний при прямоугольной модуляции показан на рис. 6.39. Спектральные составляющие убывают медленно. Так, при $n=31$ $a_{31}=0,01$ и, если ограничиться амплитудами такого порядка, ширина спектра при $B=200$ равна

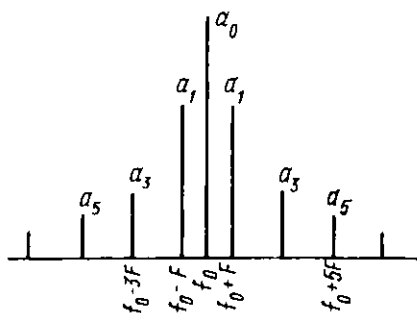


Рис. 6.39

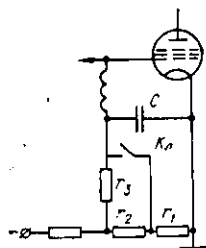


Рис. 6.40

6 кГц. Практически спектр получается несколько уже, поскольку ток манипулируется не мгновенно и огибающая сигналов не строго прямоугольная.

На рис. 6.40 приведена одна из возможных схем амплитудной манипуляции. При замкнутом ключе K_1 на первую сетку подается нормальное напряжение смещения и передатчик открыт. При разомкнутом ключе K_1 напряжение смещения уменьшается и передатчик заперт. Возможна модификация этой схемы с одновременной манипуляцией на вторую сетку.

Отметим, что в действительности огибающие импульсов телеграфных сигналов существенно отличаются от прямоугольных, что может привести к искажениям. Так, например, в схеме на рис. 6.40 из-за наличия постоянной времени цепи манипуляции фронты импульсов приобретают экспоненциальный характер (рис. 6.41а). Эти искажения могут быть ослаблены уменьшением постоянной

времени цепи манипуляции $T = Cr$, где $r = r_1 + r_2 + r_3$. Существует другой вид искажений, обусловленный переходными процессами в фильтре анодного питания (рис. 6.41б). Эти искажения могут привести к дроблению сигналов (линия $a-a$

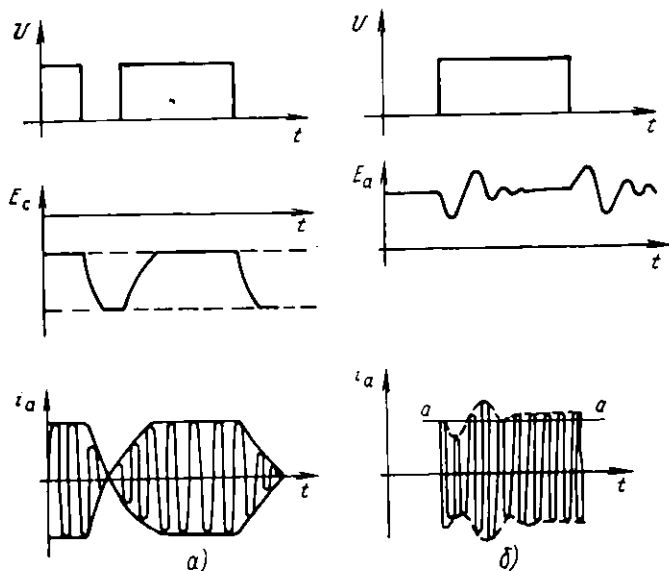


Рис. 6.41

на рис. 6.41б). Ввиду этого параметры фильтра должны быть соответственно подобраны.

Амплитудная манипуляция применяется сравнительно редко из-за низкой помехоустойчивости.

Глава 7

Передатчики с однополосной модуляцией

7.1. Сигнал с однополосной модуляцией

Возникновение идеи однополосной модуляции (ОМ) и передачи сообщения по каналу связи с помощью однополосно-модулированного колебания относится к 1914 г., когда М. В. Шулейкин, рассматривая вопрос о роли боковых полос АМ колебания, показал, что каждая боковая полоса содержит полную информацию о модулирующем сигнале. В последующие годы работами ряда ученых и в том числе В. А. Котельникова, Д. Мидлтона, М. В. Верзунова и других доказана строгая общность однополосной и амплитудной модуляций, а также рассмотрены пути построения модуляторов однополосно-модулированных сигналов. Этот ход событий объясняет происхождение терминов «однополосная модуляция», «однополосная амплитудная модуляция». Общность же этих видов модуляций показала один из путей построения однополосного модулятора в виде комбинации амплитудного модулятора и полосового фильтра, пропускающего одну из

боковых полос. Затем был предложен ряд других способов получения сигналов с ОМ. Однако большинство из них не получило практического использования и поэтому ниже только упоминается.

Для удобства рассмотрения последующих вопросов введем некоторые обозначения и понятия.

Модулирующий сигнал — передаваемое сообщение (телефонное, фототелеграфное, многоканальное телеграфное) занимает ограниченную полосу частот $F_1 \dots F_N$ и имеет амплитуды $A(t)$ в пределах $0 \dots A_{\max}$, где $A_{\max}$ — максимальная амплитуда. Ее величина ограничена возможностями источника сообщений или нелинейностью амплитудной характеристики (АХ) канала связи. Из теории передачи сигналов известно несколько видов записи для мгновенных значений таких сигналов:

$$F_M(t) = \sum_{n=1}^N a_n \cos(\Omega_n t + \varphi_n) = \\ = A(t) \cos[\Omega_{cp} t + \Phi(t)]. \quad (7.1)$$

В этой записи a_n , Ω_n , φ_n — амплитуды, частоты и фазы спектральных составляющих модулирующего сигнала; $A(t)$ — мгновенная амплитуда; Ω_{cp} — средняя частота спектра; $\Phi(t)$ — мгновенная фаза модулирующего сигнала. В ряде случаев удобно воспользоваться безразмерной относительной амплитудой $X(t) = A(t)/A_{\max}$, а модулирующий сигнал записывать в виде

$$F_M(t) = A_{\max} X(t) \cos[\Omega_{cp} t + \Phi(t)]. \quad (7.2)$$

В общем случае $A(t)$, $X(t)$, $\Phi(t)$ являются случайными функциями времени. Относительная амплитуда изменяется в пределах $0 \leq X(t) \leq 1$.

Если модулирующий сигнал (7.2) подать на вход АМ модулятора, то сигнал на его выходе можно записать в следующем виде:

$$u_{AM}(t) = U_0 \cos \omega_0 t + 0,5 m U_0 \cos(\omega_0 t + \Omega_{cp} t + \\ + \Phi(t)) + 0,5 m U_0 \cos(\omega_0 t - \Omega_{cp} t - \Phi(t)). \quad (7.3)$$

После подавления колебания с несущей частотой и колебания в нежелательной боковой полосе получим сигнал с ОМ:

$$u_{OM}(t) = 0,5 m U_0 \cos[\omega_0 t \pm \Omega_{cp} t \pm \Phi(t)]. \quad (7.4)$$

Если теперь учтем, что $m = A(t)/U_0 = A_{\max} X(t)/U_0$; $0,5 A_{\max} = U_{OM \max}$, то сигнал с ОМ запишем в окончательном виде:

$$u_{OM}(t) = U_{OM \max} X(t) \cos[(\omega_0 \pm \Omega_{cp} t \pm \Phi(t))]. \quad (7.5)$$

Можно видеть, что, в отличие от АМ, ЧМ и ФМ, где при модуляции изменяется лишь один параметр ВЧ колебания — амплитуда или фазовый угол, — при однополосной модуляции изменяются одновременно оба параметра. Именно поэтому однополосную модуляцию иногда называют амплитудно-фазовой модуляцией, при которой передаваемая информация оказывается заложенной и в изменения амплитуды и в изменения фазы.

Из (7.5) видно, что амплитуда сигнала с ОМ пропорциональна амплитуде модулирующего сигнала (7.2). Следовательно, если подать модулирующее колебание и соответствующий ему однополосный сигнал на входы двухлучевого осциллографа, то на экране увидим два колебания с одинаково изменяющимися огибающими (рис. 7.1), различающиеся только частотой наполняющего колебания. В отличие от этого, при АМ огибающая модулированного колебания повторяет ход мгновенных значений модулирующего колебания. Другими словами, спектры однополосно-модулированного и исходного модулирующего сигналов размещены на частотной оси в разных областях, но имеют одинаковые форму и ширину. На рис. 7.2 для иллюстрации показаны в координатах $(F_{НЧ}, \omega)$ спектры модулирующего сигнала и соответствующих ему сигналов с однополосной модуляцией. Спектр модулирующего сигнала изображен трапециевидным, НЧ компонентам соответствуют малые ординаты. Это правило используется и на других рисунках. На рис. 7.2 б показан спектр сигнала с ОМ для случая, когда

сигнал с ОМ соответствует верхней боковой полосе сигнала с АМ. В этом случае средняя частота спектра ω'_{cp} равна $\omega_0 + \Omega_{cp}$. На рис. 7.2 в приведен спектр сигнала с ОМ, соответствующего нижней боковой полосе. Здесь средняя частота спектра $\omega''_{cp} = \omega_0 - \Omega_{cp}$ ниже несущей частоты, а составляющие спектра, соответствующие нижним модулирующим частотам, оказались выше (по частоте) составляющих спектра, соответствующих верхним модулирующим частотам. Произошла, как говорят, инверсия спектра.

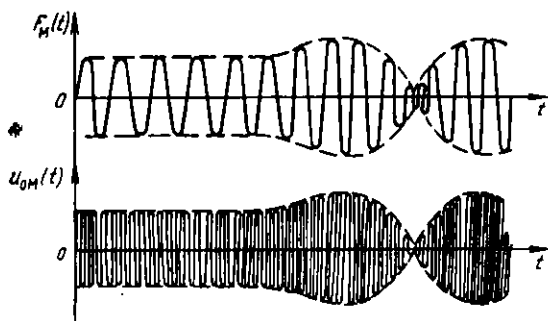


Рис. 7.1

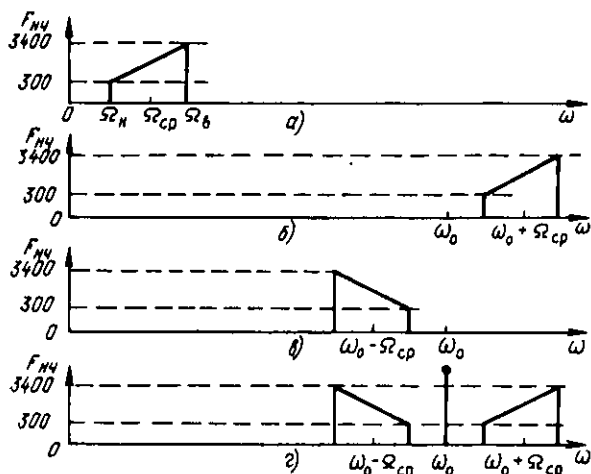


Рис. 7.2

В связи с такой природой сигналов с ОМ операцию однополосной модуляции можно назвать транспонированием (переносом по частоте) сигнала (7.2) в область более высоких частот ω_0 с инверсией или без инверсии спектра. Эта особенность ОМ широко используется на практике, поскольку для получения ВЧ сигналов с различными видами модуляции и манипуляции достаточно сформировать НЧ сигнал с нужным видом и параметрами модуляции и подать его на вход передатчика с ОМ. Например, если сформировать НЧ модулирующий сигнал в виде сигнала с АМ

$$F_{\text{м АМ}}(t) = X_0 (1 + m \cos \Omega_0 t) \cos \omega_{cp} t \quad (7.6)$$

и подать его на вход однополосного модулятора, то на выходе модулятора получим $u_{\text{вых}} = U_{\text{ом max}} X_0 (1 + m \cos \Omega_0 t) \cos(\omega_0 \pm \omega_{cp} t)$.

Реализация радиоустройств с ОМ в Советском Союзе началась в конце 30-х годов. В 1940 г. под руководством В. А. Котельникова была построена опытная КВ радиолиния Москва—Хабаровск с использованием ОМ. За последние 15 лет были разработаны и освоены в производстве современные возбудители (ВО-71, ВК-74), линейка однополосных передатчиков мощностью от 5 Вт до 100 кВт (ПКМ-5, ПКМ-20, РС-100) и соответствующих приемников [7.1]. В настоящее время идет совершенствование оборудования с ОМ в направлении повышения качественных показателей и большей автоматизации, а также дальнейшего его внедрение.

7.2. Преимущества применения однополосной модуляции в системах связи. Области применения

Большой практический интерес к ОМ и широкое внедрение радиооборудования с ОМ, особенно в КВ диапазоне, объясняется известными преимуществами этого вида модуляции по сравнению с АМ и ЧМ.

Очевидным и наиболее важным преимуществом ОМ является наиболее узкая полоса частот, занимаемая сигналом с ОМ. Она равна полосе частот исходного модулирующего сигнала. Полоса, частот, занимаемая колебанием с АМ, по меньшей мере, в 2 раза шире. При ЧМ занимаемая полоса оказывается еще шире. Благодаря этой особенности ОМ ее применение в системах радиосвязи позволяет почти вдвое по сравнению с АМ уменьшить необходимые полосы радиоканалов и тем самым увеличить вдвое число действующих радиосвязей в одном и том же диапазоне частот.

Важным преимуществом ОМ перед АМ является возможность получения в системах радиосвязи с ОМ энергетического выигрыша. Рассмотрим этот вопрос подробнее. Условимся, что будем сравнивать энергетические показатели систем с ОМ и АМ при одинаковом полезном эффекте на выходе соответствующих приемников.

Пусть ко входам приемников системы с АМ и системы с ОМ подводятся соответствующие модулированные сигналы:

$$u_{вх\text{ АМ}}(t) = U_0(1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t; \quad u_{вх\text{ ОМ}}(t) = U_0 X \cos(\omega_0 \pm \Omega)t. \quad (7.7); \quad (7.8)$$

Соответствующие напряжения на выходах детекторов этих приемников можно записать в виде

$$u_{д\text{ АМ}}(t) = K_{\text{АМ}} U_0 m \cos \Omega t; \quad u_{д\text{ ОМ}}(t) = K_{\text{ОМ}} U_0 X \cos \Omega t.$$

Здесь $K_{\text{АМ}}$ и $K_{\text{ОМ}}$ — коэффициенты передачи напряжения трактов от входа каждого приемника до выхода детектора. В дальнейшем будем считать, что $K_{\text{АМ}} = K_{\text{ОМ}}$, поскольку при этом обеспечивается одинаковая громкость приема в обеих системах. Отметим также, что при одинаковых амплитудах модулирующих сигналов относительные величины m и X численно равны. Поэтому ниже в формулах используется только величина X .

Учитывая, что основная часть энергетических затрат в системе радиосвязи (около 90%) приходится на выходной каскад передатчика, последующий расчет отнесем только к этому каскаду.

Из (7.7) и (7.8) следует, что при одном и том же напряжении на выходах детекторов отношение пиковых значений полезной мощности передатчиков с АМ $P_{1\max\text{АМ}}$ и с ОМ $P_{1\max\text{ОМ}}$ должно быть равно

$$P_{1\max\text{АМ}}/P_{1\max\text{ОМ}} = (1 + X_{\max})/X_{\max}^2. \quad (7.9)$$

При $X_{\max}=1$ пиковая мощность передатчика с АМ должна быть в 4 раза выше мощности передатчика с ОМ и, следовательно, в его выходном каскаде должны быть установлены соответственно более мощные лампы. При снижении максимально допустимого коэффициента модуляции в передатчике с АМ и соответствующем снижении X в передатчике с ОМ, например до 0,5, пиковая мощность передатчика с АМ должна превышать пиковую мощность передатчика с ОМ уже в 9 раз.

При расчетах с энергосбытом плата взимается за израсходованную электроэнергию, которая пропорциональна средней потребляемой каскадом мощности. Если допустить, что выходные ступени передатчиков с АМ и ОМ являются усилителями модулированных колебаний с одинаковыми значениями КПД в максимальном режиме $\eta_{\max}$, а модуляция осуществляется гармоническим напряжением с постоянной амплитудой X , то средние потребляемые анодными цепями этих каскадов мощности будут соответственно равны $P_{\text{срАМ}}=P_{\text{от}}$, $P_{\text{срОМ}}=P_{0\max\text{ОМ}}X$. Если учесть, что при $X=1$ имеем $P_{1\max\text{АМ}}/P_{1\max\text{ОМ}}=4$ и равенство КПД, то отношение средних потребляемых мощностей

$$\begin{aligned} P_{\text{срАМ}}/P_{\text{срОМ}} &= P_{\text{от}}/P_{0\max\text{ОМ}} = \\ &= (P_{0\max\text{АМ}}/P_{0\max\text{ОМ}}) (1/2X) \approx 2/X. \end{aligned}$$

Отсюда следует, что при $X=1$ передатчик с АМ расходует примерно вдвое большую мощность, чем передатчик с ОМ. Эта разница увеличивается при снижении X . Объясняется это тем, что передатчик с АМ независимо от глубины модуляции потребляет постоянную мощность $P_{\text{от}}$, которая при изменении m перераспределяется между мощностью потерь на аноде усилительных ламп и мощностью, необходимой для создания боковых полос; в передатчике же с ОМ при изменении амплитуды модулирующего сигнала меняется и потребляемая мощность.

Однако действительный энергетический выигрыш в системе радиосвязи с ОМ оказывается больше указанных выше значений, так как в приемнике ОМ колебаний полоса пропускания может быть в 2 раза уже, чем в приемнике с АМ. Вследствие этого при одинаковой интенсивности шумовых помех на входах приемников отношение сигнал/шум на выходе приемника с ОМ будет примерно в $\sqrt{2}$ раза (на 3 дБ) выше. Для того чтобы системы с ОМ и АМ выровнять и по этому показателю, необходимо мощность передатчика с АМ увеличить в 2 раза, и, следовательно, энергетический выигрыш от применения ОМ вместо АМ будет достигать 8 раз (9 дБ) (при $X=1$) и может быть больше, если глубина модуляции в передатчике с АМ снижена. Такое сниже-

ние делается, например, при передаче телефонных сообщений для предупреждения искажений из-за перемодуляции.

Следует также учитывать, что при передаче АМ сигналов по КВ радиоканалам вследствие дисперсии фазовой характеристики последних происходит расфазирование колебаний в боковых полосах. Это приводит к искажениям переданных сигналов и к заметному снижению их уровня напряжения на выходе детектора $u_{\text{дам}}(t)$. Потери мощности выходного сигнала из-за этого ориентировочно оценивают в 50%. При передаче сигналов с ОМ все сообщение передается в одной боковой полосе, явление расфазирования отсутствует.

Таким образом, если учесть и этот эффект, то энергетический выигрыш при переходе от АМ к ОМ может составить 9...12 дБ. Эти расчеты относятся к современным системам с ОМ с подавленной несущей, при работе которых на выходе передатчика амплитуда сигнала с частотой ω_0 (см. рис. 7.26 или в) составляет меньше 1% (—40 дБ) амплитуды сигнала в пиковой точке U_{maxOM} .

7.3. Требования ГОСТ к передатчикам и возбудителям с однополосной модуляцией. Структурные схемы этих устройств

Современные передатчики с ОМ строятся в соответствии с требованиями ГОСТ. Эти требования регламентируют все главные характеристики передатчиков. Например, для КВ передатчиков магистральной связи регламентирован ряд номинальных мощностей (1, 5, 20, 100 кВт), диапазон рабочих частот 1, 5...30 МГц), относительная нестабильность рабочей частоты $(1...5) \cdot 10^{-7}$, номинальный уровень входного сигнала (0,775 В, 0 дБ), уровень нелинейных искажений (—35 дБ по методу двух тонов), число и ширина полосы телефонных каналов и ряд других характеристик. Эксплуатационные и конструктивные особенности передатчиков регламентируются техническими заданиями, по которым проектируются передатчики.

Построение структурных схем передатчиков с ОМ имеет ряд особенностей по сравнению, например, с передатчиками с АМ. Применяемые для форомирования колебаний с ОМ балансные модуляторы на полупроводниковых диодах и узкополосные полосовые фильтры ограничивают мощность модулятора несколькими милливаттами, исключают его диапазонность из-за невозможности выполнить с необходимыми показателями оперативно перестраиваемые фильтры и, более того, принуждают выбирать частоту поднесущей, на которой производится ОМ, в промежутке 100...500 кГц, где параметры полосовых кварцевых и электро-механических фильтров получаются оптимальными.

Вследствие этих ограничений структурная схема передатчиков с ОМ строится так, чтобы полученные в однополосном модуляторе колебания с ОМ на частоте, например, 128 кГц, как это широко

ко принято в СССР, [9] с помощью одного или нескольких преобразователей частоты транспонировались к рабочей частоте и затем с помощью линейного усилителя усиливались до необходимой мощности.

На рис. 7.3 приведена такая обобщенная структурная схема передатчика с ОМ. На этой схеме указаны; однополосный моду-

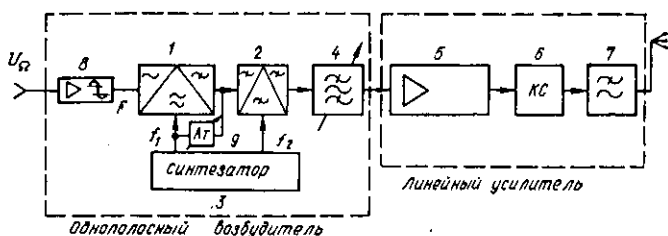


Рис. 7.3

лятор 1, преобразователь частоты ОМ колебаний 2, источник необходимых поднесущих колебаний — синтезатор 3, фильтр для подавления побочных продуктов при преобразовании частоты 4, диапазонный УМК с ОМ 5, колебательная система выходного каскада УМК 6 и фильтр для подавления ВЧ составляющих, попадающих в телевизионный диапазон (так называемый «телевизионный фильтр») 7. Низкочастотные сигналы u_{Ω} подаются на вход однополосного модулятора через входное устройство 8. Краткое описание структурной схемы входного устройства см. в § 7.6.

Однополосные модуляторы 1 в современных мощных передатчиках, как правило, строятся по фильтровому методу. В передатчиках малой мощности с пониженными требованиями можно иногда встретить модуляторы, построенные по фазо-фильтровому методу. В этом случае однополосная модуляция осуществляется на рабочей частоте, вследствие чего элементы 2 и 4 структурной схемы оказываются ненужными.

На приведенной схеме в качестве источника колебаний поднесущих частот f_1, f_2 изображен синтезатор частот, на одном-двух выходах которого получаются сигналы с необходимыми постоянными поднесущими частотами (например, f_1) и на одном выходе сигнал с частотой, которая может по желанию выбираться в определенном диапазоне. Именно с помощью этой частоты и устанавливается рабочая частота сигналов на выходе передатчика. Синтезаторы современных однополосных передатчиков (см. гл. 4) — это сложные высококачественные устройства, обеспечивающие получение постоянных и переменных поднесущих частот с очень малой нестабильностью ($1 \cdot 10^{-7} \dots 1 \cdot 10^{-9}$).

В маломощных передатчиках или в передатчиках старых выпусков можно встретить вместо синтезатора частот два-три независимых генератора, из которых один-два работают на неизменных частотах, частота же последнего либо с помощью пере-

страиваемого контура, либо путем смены кварцевых резонаторов может меняться в необходимых пределах.

При использовании в системе связи с ОМ приемников старых выпусков с низкой стабильностью частот гетеродинов в однополосных передатчиках предусматривается формирование пилот-сигнала с необходимым уровнем. Частота пилот-сигнала равна номинальной рабочей частоте передатчика. Для формирования пилот-сигнала подают сигнал первой поднесущей в обход однополосного модулятора через калиброванный аттенюатор 9. Сформированный в 1 сигнал с ОМ на частоте f далее с помощью преобразователей частоты 2 и фильтров 4 транспонируется к рабочей частоте.

Затем однополосный сигнал на рабочей частоте подается на вход УМК 5, который в зависимости от выходной мощности может состоять из двух-четырех усилительных каскадов. Для упрощения настройки передатчика первые один-два каскада обычно выполняются в виде широкополосных ненастраиваемых усилителей. Последние один-два каскада — обычно резонансные усилители.

Колебательная система выходного каскада 6 служит для подавления излучения на гармониках, а также для согласования сопротивлений. В современных однополосных передатчиках колебательная система выполняется обычно в виде одного или двух связанных П-образных контуров (см. § 3.5). На выходе одного П-образного контура или между первым и вторым контурами обычно включается переменный элемент связи для получения оптимальной загрузки передатчика. Применяемая в настоящее время однотактная схема УМК существенно проще при выполнении, чем двухтактная. Однако в связи с использованием однотактных схем возникла известная трудность согласования их с симметричными КВ антеннами. Для передатчиков мощностью до 20...40 кВт уже разработаны симметрирующие трансформаторы с ферритовыми сердечниками. Для передатчиков мощностью до 100 кВт разработаны симметрирующие трансформаторы без сердечников. Передатчики же старых типов мощностью свыше 50 кВт часто имеют двухтактную схему выходного каскада.

В заключение отметим, что в передатчиках средней и большой мощности (выше 1 кВт) элементы структурной схемы 1—4, 8 и 9 обычно komponуются как независимое устройство — однополосный возбудитель, снабженный соответствующими источниками питания. В свою очередь, однополосный возбудитель можно подразделить на две части: синтезатор 3 и устройство формирования однополосного сигнала (элементы 8, 1, 9, 2, 4).

Вторую часть однополосного передатчика, включающую в себя элементы 5, 6, 7, обычно называют линейным усилителем (ЛУ). Вследствие малого уровня сигнала на выходе возбудителя (порядка 7...10 мВт) усиление ЛУ даже для передатчиков мощностью 1 кВт составляет очень большую величину — более 50 дБ.

Элементная база современных возбудителей — транзисторы. В ЛУ малой и средней мощности (до 1...5 кВт) чаще применя-

ются экранированные лампы или пентоды, чем транзисторы. В мощных ЛУ во всех каскадах применяются, как правило, только экранированные лампы.

7.4. Требования к параметрам однополосных сигналов

Требования к параметрам однополосных сигналов, используемых в различных системах радиосвязи и радиовещания, рекомендованы МККР для того, чтобы системы различных стран были совместимы.

В соответствии с этими рекомендациями предложены для использования два типа каналов: канал для телефонии шириной 2750 Гц, пропускающий полосу частот от 250 до 3000 Гц (рис. 7.4а), и канал для вещания или передачи одновременно двух те-

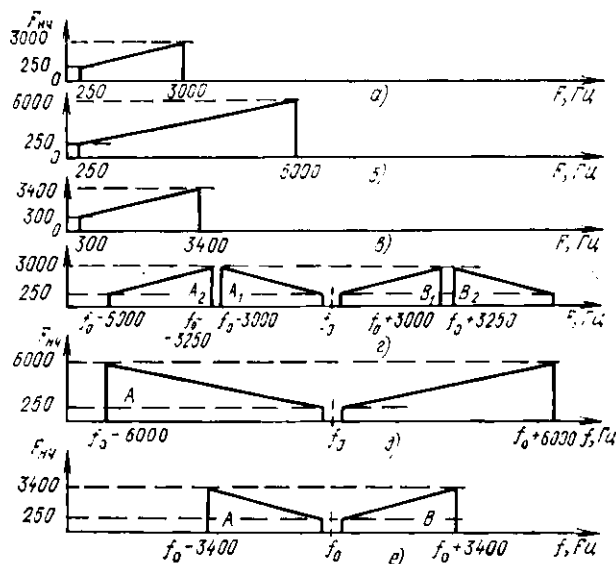


Рис. 7.4

лефонных сигналов шириной 5900 Гц, пропускающий полосу частот от 100 до 6000 Гц (рис. 7.4б).

ГОСТ [7.6] предусматривает также третий тип канала для связи только с внутрисоюзными корреспондентами. По ширине полосы пропускания этот канал аналогичен каналу тональной частоты (канал ТЧ) Единой автоматизированной системы связи: 3100 Гц в пределах от 300 до 3400 Гц (рис. 7.4в).

Размещение полос этих каналов в спектре высокочастотного сигнала на выходе передатчиков с ОМ показано на рис. 7.4 г, д, е. Общее число телефонных каналов с полосой 2750 Гц, работающих через один передатчик, может достигать четырех в передатчиках большой мощности (выше 20 кВт). Наибольшее число ка-

налов с полосами 3100 и 5900 Гц не превосходит двух. В передатчиках средней мощности (от 1 до 5 кВт) число каналов не выше двух. Передатчики малой мощности (меньше 300 Вт) работают одним каналом.

В двухканальных системах каналы обозначаются буквами «А» (нижний по частоте канал) и «В» (верхний по частоте канал). В четырехканальной системе к буквенным обозначениям добавляют цифровые индексы «1» для внутренних и «2» для внешних каналов.

Интервалы между полосами каналов вблизи номинальной рабочей частоты f_0 составляют 500 Гц для систем $г$ и $д$ и 600 Гц — для системы $е$. Интервалы между внутренними и внешними каналами в четырехканальной системе $г$ равны 250 Гц. Такие малые интервалы, отделяющие полосы каналов друг от друга (защитные интервалы), приводят к заметным трудностям построения канальных фильтров с большой крутизной скатов характеристики затухания. Например, если потребовать, чтобы затухание сигналов канала B_1 в полосе канала B_2 (см. рис. 7.4г) составляло 60 дБ, то крутизна ската фильтра канала B_2 должна быть не менее $S_{ср} = 60/250 = 0,24$ дБ/Гц.

В требованиях к сигналам с ОМ также обычно оговаривается относительный уровень пилот-сигнала. Иногда это делается в численной форме (5%, 10 и т. д. максимального напряжения на выходе передатчика), иногда — в виде стандартных обозначений (АЗА — однополосная телефония с ослабленной несущей, АЗН — однополосная телефония полная несущая, АЗЛ — однополосная телефония, подавленная несущая и т. д.).

7.5. Методы получения колебаний с однополосной модуляцией

Выше, в § 7.1 уже упоминался один метод формирования сигналов с ОМ, который заключается в использовании для этой цели амплитудного модулятора и полосового фильтра. В дальнейшем этот метод стали называть фильтровым. Однако долгое время метод казался несовершенным, поскольку требовал для своего осуществления высококачественных, а потому дорогих и сложных полосовых фильтров. Поэтому в разное время было предложено много других методов, которые реализуются без таких фильтров. Среди них наибольшую известность получили фазоразностный метод, фазо-фильтровой метод Уивера, синтетический метод Верзунова.

Тщательный анализ фазоразностного и фазо-фильтрового методов показал, что поскольку эти методы основаны на компенсации нежелательных продуктов модуляции (несущей, второй боковой), то невозможно получить высокие и устойчивые во времени показатели модуляторов, построенных по этим методам. Что же касается синтетического метода Верзунова, то, по сути дела, это метод переноса каким-то образом уже сформированного однополосного сигнала на другую несущую частоту.

В 40-х и 50-х годах были достигнуты крупные успехи в разработке высококачественных полосовых ВЧ фильтров, использующих в качестве резонаторов кварцевые и стальные резонаторы.

По этим причинам фильтровой метод формирования сигналов с ОМ стал преобладающим и ныне широко используется в высококачественных, особенно многоканальных устройствах. Поэтому ниже рассматриваются принципы осуществления и особенности реализации только для фильтрового метода.

Принципиальная основа этого метода заключается в том, что предварительно получается колебание с АМ, а затем с помощью полосового фильтра выделяется колебание в желательной боковой полосе и подавляются колебания несущей и в другой боковой. На рис. 7.5 приведены структурная схема однополосного модуля-

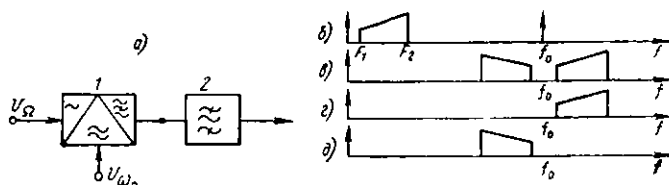


Рис. 7.5

тора, состоящая из балансного модулятора 1 и полосового фильтра (ПФ) 2, и диаграммы спектров сигналов в различных точках этой схемы. Если на входы балансного модулятора (БМ) подать модулирующее колебание u_{Ω} с частотой $\Omega = 2\pi F$ и колебание u_{ω} с несущей частотой $\omega_0 = 2\pi f_0$, то спектр колебания на выходе БМ будет состоять из двух боковых полос и сильно подавленной несущей (рис. 7.5а). Полоса пропускания последующего ПФ 5 выбирается так, чтобы пропускались составляющие только верхней ($f_0 + F_1 \dots f_0 + F_2$) или только нижней ($f_0 - F_2 \dots f_0 - F_1$) боковых полос. Спектры колебаний на выходе модулятора для этих случаев показаны на рис. 7.5 б и в.

Важнейшими недостатками модуляторов этого типа являются невозможность работы в диапазоне частот и сравнительно невысокие частоты (100...500 кГц), на которых возможна их реализация. Для использования таких модуляторов в передатчиках, работающих в широком диапазоне частот, применяют транспонирование (перенос по частоте) сформированного сигнала с ОМ (рис. 7.6). Сформированный в однополосном модуляторе 1 сигнал с ОМ

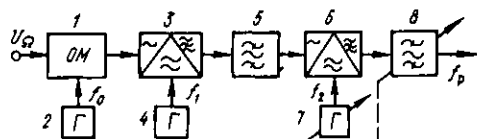


Рис. 7.6

подается на вход БМ 3, на второй вход которого от генератора 4 подается напряжение со второй поднесущей частотой $f_1 \gg f_0$. Средняя частота полосы пропускания фильтра 5 $f_{\text{ф.ср}} = f_0 + f_1$. Этот фильтр обычно не бывает сложным, поскольку он должен подавлять сигналы, расстроенные на величину f_0 и более.

Дальнейшее повышение частоты и работа в диапазоне достигаются применением дополнительных балансных модуляторов 6, перестраиваемых по частоте генераторов 7 и фильтров 8. Иногда этот метод получения сигнала с ОМ в КВ диапазоне называют «методом повторной балансной модуляции».

Основные качественные показатели модуляторов, построенных с применением фазо-фильтрового метода, определяются входящими в них элементами: нелинейность амплитудной характеристики — балансными модуляторами и их числом, подавление нежелательных сигналов — полосовыми фильтрами. Поэтому ниже рассмотрим следующие основные вопросы: 1) какие факторы влияют на качество работы применяемых БМ, 2) какие факторы определяют минимальное число преобразований (ступеней)?

Рассмотрим первый вопрос. Среди многих схем модуляторов можно отметить схемы, приведенные на рис. 7.7. В модуляторах, собранных по этим схе-

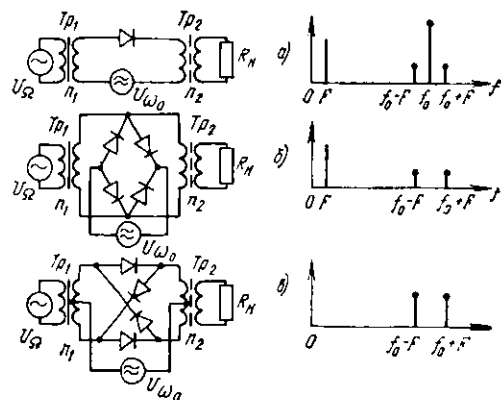


Рис. 7.7

мам, используются трансформаторы НЧ Tr_1 , трансформаторы ВЧ Tr_2 и диоды с возможно малым напряжением отсечки тока. Иногда для построения модуляторов используют биполярные или полевые транзисторы, варикапы и стабилизаторы с дополнительным смещением. В передатчиках старых типов балансные модуляторы выполнялись на лампах.

Анализ работы простейшего модулятора можно выполнить, воспользовавшись эквивалентной схемой (рис. 7.8а), если предварительно пересчитать параметры источника НЧ напряжения U_Ω и R_Γ , а также нагрузки R_H в контур, где включены диод и источник ВЧ напряжения и течет ток i'_H . При этом следует учесть, что к диоду приложено напряжение $u'_\Omega + u_{\omega_0} = n_1 U_\Omega \cos \Omega t + U_0 \cos \omega_0 t$ и что этот диод можно затем заменить ключом с сопротивлением R_H , который открыт при $u'_\Omega + u_{\omega_0} > e_{\text{дл}}$.

Спектр тока i'_H в области частот $0 \leq f \leq 1,5f_0$ показан на рис. 7.7а. Он содержит постоянную компоненту (которая отсутствует в нагрузке R_H реального

модулятора из-за наличия трансформатора Tr_2), компоненты с частотами исходных колебаний F и f_0 , компоненты модуляции $I(f_0 \pm F)$ с частотами $f_0 + F$ и $f_0 - F$, гармоники частоты f_0 , а также компоненты, не показанные на рис. 7.7а, с комбинационными частотами вида $mf_0 \pm nF$, где $m > 1$ и $n \geq 1$.

Ток i'_n имеет форму усеченных косинусоидальных импульсов (рис. 7.8б). Угол отсечки этого тока $\theta = \arccos(n_1 U_\Omega \cos \Omega t / U_0)$ зависит, строго говоря, от обоих напряжений, u_Ω и U_0 . Для того чтобы обеспечить линейность модуляционной характеристики $I(f_0 \pm F) = f(U_\Omega)$ этого модулятора, необходимо сделать цепь тока i'_n квазилинейной, т. е. добиться независимости работы ключа Кл от величины модулирующего напряжения u_Ω . Этого можно достичь, если угол отсечки θ не будет зависеть от u_Ω , т. е. если выполняется условие $U_0 \gg n_1 U_\Omega$.

Анализ работы более сложных модуляторов проводится как бы в два этапа: сначала так же, как и для простейшего, определяют токи через диоды, а затем находят результирующий ток в нагрузке.

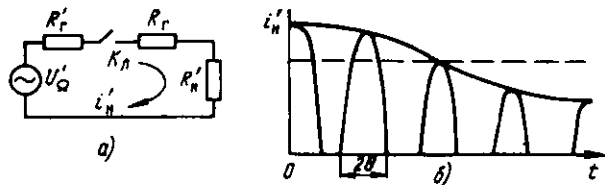


Рис. 7.8

В модуляторе рис. 7.7б вследствие симметричности схемы относительно источника колебаний несущей частоты в спектре выходного сигнала компонента с несущей частотой обычно сильно подавлена. Эта схема достаточно практична, так как возможная точность симметрии (от которой зависит степень подавления компоненты с несущей частотой f_0) определяется лишь точностью подбора диодов в мостике. Применение диодных сборок или согласованных пар биполярных или полевых транзисторов обеспечивает подавление несущей на 35...45 дБ. Широкое распространение получили БМ, собранные по схеме рис. 7.7в. Основным их достоинством наряду с меньшим числом нежелательных спектральных компонент тока i'_n является на 2—3 дБ меньшее затухание $b = 20 \log(U_\Omega / U_\pi(f_0 \pm F))$, дБ, чем в БМ по схеме рис. 7.7б. Объясняется это тем, что БМ по схеме рис. 7.7в состоит как бы из двух симметричных модуляторов, работающих в двухтактном режиме.

Ответ на второй вопрос о факторах, определяющих минимальное число ступеней преобразования, можно получить, если рассмотреть возможность построения фильтра 2 на рис. 7.5 с заданными параметрами на наиболее высокой частоте.

Обратимся к рис. 7.4. Поскольку расположение полос каналов должно оставаться неизменным, независимо от величины средней частоты f_0 , а зазоры между полосами составляют 250...300 Гц, то для получения необходимого подавления вне полосы и малой неравномерности затухания в полосе прозрачности приходится применять фильтры с тремя-четырьмя звеньями типа m и с очень высокой добротностью резонаторов. При повышении частоты f_0 добротность должна пропорционально повышаться.

Сделаем приблизительную оценку необходимой добротности Q резонаторов для фильтра 2 на примере П-образного звена типа m (рис. 7.9). Пусть частота $f_{\infty 1}$ соответствует частоте f_0 , а частоты $f_{c p 1}$ и $f_{c p 2}$ — границам полосы канала В. Из теории фильтров известно, что для получения малой неравномерности затухания в полосе пропускания и большого затухания в полосе задерживания необходимо, чтобы контуры, настроенные на $f_{\infty 1}$ и $f_{\infty 2}$ ($L_2 C_2$ и $L_3 C_3$), имели в полосе пропускания чисто реактивное сопротивление. Это означает, что половина полосы пропускания этих контуров Δf должна быть меньше интервалов $f_{\infty 2} \dots f_{c p 2}$ или $f_{c p 1} \dots f_0$, т. е. $\Delta f = (f_{c p 1} - f_0)l$. Здесь l — коэффициент запаса, зависящий от необходимого затухания в полосе задерживания фильтра и от величины m ($l \geq 3 \dots 5$). Если теперь учесть, что для лучшей равномерности за-

тухания в полосе пропускания принимают $m=0,4 \dots 0,6$, при которых параметр полосы $\varphi(m) = (f_{ср} - f_0) / (f_{ср} - f_{ср1}) \approx 0,15$, и что добротность контуров $Q = f / 2\Delta f$, то после простых преобразований можно получить следующую приближительную формулу: $Q \approx f_0 / \varphi(m) \Delta f$.

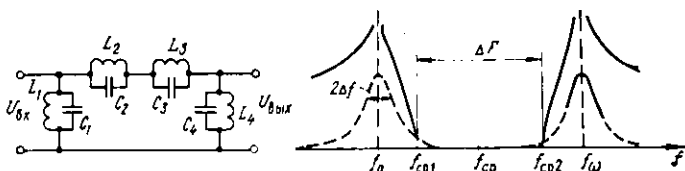


Рис. 7.9

Расчет по этой формуле для $\varphi(m)=0,15$, $\Delta f=3100$ Гц и $l=5$ показывает, что необходимые добротности контуров фильтра для частот, равных, например, 20, 100 и 500 кГц соответственно, приблизительно равны 200, 1000 и 5000. Резонансные контуры, выполненные на катушках с ферритовыми сердечниками, имеют добротность не выше 200...300. Поэтому при использовании фильтров с такими контурами первую несущую частоту f_0 следует брать не выше 25 кГц.

В современных модуляторах применяются фильтры с кварцевыми или стальными резонаторами. При добротности кварцевых резонаторов порядка 10...20 тыс. и выше можно создавать двух-, трехзвенные высококачественные фильтры для частот 5...10 МГц и даже выше. Однако до сих пор широкое распространение получили кварцевые фильтры для частот 100...150 кГц, так как именно для этих частот было освоено производство сравнительно дешевых резонаторов с малым ТКЧ.

В последние годы были разработаны так называемые интегральные кварцевые фильтры, выполненные на одном кристалле, благодаря чему удалось, пока в опытном порядке, резко снизить температурные нестабильности и создать высококачественные фильтры для частот до 10...15 МГц.

В передатчиках низовой телефонной связи с допустимой неравномерностью АЧХ порядка 3...6 дБ широко применяются электромеханические фильтры, резонаторы которых выполнены в виде дисков из специальной легированной стали и имеют добротность до 5000. Канальные фильтры с семью — десятью такими резонаторами выполняют для частот до 500 кГц.

Таким образом, первая поднесущая частота f_0 может выбираться в пределах 100...500 кГц и для транспонирования передаваемого сигнала в рабочий диапазон частот необходимо использовать еще одно-два преобразования.

Выше уже отмечалось, что фильтр 5 (см. рис. 7.6), стоящий после второго БМ, оказывается значительно проще первого фильтра в однополосном модуляторе. Объясняется это тем, что спектр сигнала на выходе БМ 3 состоит из двух полос, разнесенных друг от друга на $2f_0$, и сильно подавленного колебания несущей f_1 . Если в качестве 5 использовать одиночный колебательный контур, то между подавлением нежелательной боковой $b_{\phi 2}$ и добротностью контура получим следующую зависимость: $b_{\phi 2} = 20 \log Q(k^2 - 1)$ дБ, где $k = (f_1 + f_0) / (f_1 - f_0)$. Например, если $f_0 =$

$= 500$ кГц и $f_1 = 2,5$ МГц, т. е. $k = 1,5$ и $Q = 50$, то $b_{\Phi 2} = 36$ дБ. Поэтому часто фильтры 5 делают из нескольких слабо связанных колебательных контуров. Фильтр 8 после третьего БМ 6 может быть выполнен таким же достаточно простым, как 5, но в другом частотном диапазоне.

7.6. Принципы построения многоканальных передатчиков с однополосной модуляцией. Вторичное уплотнение

В числе преимуществ однополосной системы модуляции выше упоминалась возможность построения многоканальных систем связи с ОМ, что обеспечивает ряд выгод. Например, при применении двух-—четырёхканальных передатчиков и приемников в 2—3 раза уменьшается потребность в этом оборудовании, а также в 2—4 раза сокращается полоса частот радиоканала, необходимая для передачи одинаковой информации, по сравнению с полосой в системах АМ и одноканальных системах с ОМ.

Построение многоканальных передатчиков и приемников с ОМ основано на использовании частотного разделения каналов (ЧРК) при строго определенном размещении полос каналов в соответствии с ГОСТ и рекомендацией МККР (рис. 7.4 *з, д, е*). При использовании четырехканальных передатчиков для передачи только одного телефонного сообщения используются только каналы A_1 или B_1 , для передачи двух телефонных сообщений одновременно используются только два внутренних канала A_1 и B_1 . При передаче трех телефонных сообщений используются каналы A_1 , B_1 и A_2 или B_2 . Передатчики с таким размещением каналов используются, главным образом, для связи с зарубежными корреспондентами. Для связи внутри СССР ГОСТ предусматривает двухканальную систему, в которой каналы с полосой 3100 Гц размещены, как показано на рис. 7.4е.

Многоканальная передача сообщений производится с помощью достаточно мощных передатчиков (мощность более 1 кВт), имеющих в своем составе возбудитель с ОМ.

На рис. 7.10 приведена упрощенная структурная схема современного возбудителя с ОМ. Она состоит из синтезатора частот,

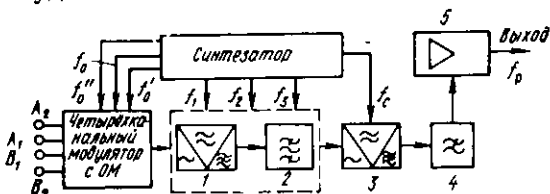


Рис. 7.10

многоканального модулятора с ОМ, группы преобразователей частоты 1 с соответствующими полосовыми фильтрами 2, диапазонного преобразователя частоты 3 с фильтром НЧ 4 и выходного усилителя 5. В синтезаторе образуются сигналы как с постоянными частотами f_0' , f_0'' , f_0 , f_1 , f_2 , f_3 , так и с переменной частотой сетки f_c .

При такой структурной схеме возбудителя в нем одновременно решаются две задачи транспонирование сигнала с ОМ в область рабочих частот f_p (например, 3 ... 30 МГц) и осуществление диапазонности возбудителя. Число промежуточных преобразователей частоты 3 может достигать 3 ... 5. Средняя частота f_0 сигнала с ОМ на выходе однополосного модулятора для различных систем возбудителей находится в пределах 30 ... 500 кГц. Подробные сведения о назначении и работе узлов возбудителя изложены в гл. 4.

Рассмотрим подробнее построение многоканального модулятора с ОМ. На рис. 7.11 представлена структурная схема четырех-



Рис. 7.11

канального модулятора с ОМ, состоящая из двух частей: в первую часть входят элементы с 1 по 13, которые образуют тракты индивидуальных сигналов и тракт пилот-сигнала; вторая часть схемы, в которую входят элементы 14 и 15, образует тракт группового сигнала.

Каждый тракт индивидуального сигнала состоит из входного устройства (1—4), однополосного модулятора, состоящего из БМ (5—8) и ПФ (9—12). Тракт пилот-сигнала состоит из регулируемого калиброванного аттенюатора, позволяющего получать на входе возбудителя напряжение пилот-сигнала, равное 5, 10, 20, 50 и 100% максимального напряжения сигнала.

Задачей входного устройства являются согласование входа передатчика с телефонной линией, по которой подводится к передатчику передаваемое сообщение F_{mi} , подавление компонент входного сигнала, находящихся вне полосы телефонного канала, установка и поддержание необходимого уровня сигнала на входе БМ и, наконец, ограничение амплитуды сигналов, превысивших допустимое значение. Для выполнения этих задач во входном ус-

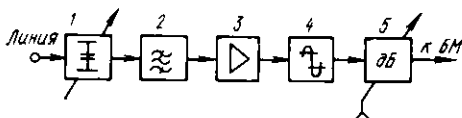


Рис. 7.12

тройстве (рис. 7.12) обычно имеются входной согласующий, регулируемый аттенюатор 1, полосовой фильтр 2, усилитель 3, амплитудный ограничитель 4 и выходной аттенюатор 5. Входной атте-

нюатор обычно рассчитывается на сопротивление линии 600 Ом и на регулировку уровня в пределах ± 20 дБ. Входной фильтр 2 подавляют низкочастотные ($F < 150$ Гц) и высокочастотные наводки в линии.

Главная задача устройств 3, 4 заключается в поддержании на входе выходного аттенюатора 5 приблизительно постоянного среднего уровня сигнала и исключение из него резких выбросов. Задачей выходного аттенюатора является подача к БМ полного входного напряжения $U_{\text{вх.ат}}$, если включен только один канал; половинного напряжения $U_{\text{вх.ат}}$, если включены два канала; напряжения $(1/3) U_{\text{вх.ат}}$, если включены три канала и, наконец, $0,25 U_{\text{вх.ат}}$, если включены все четыре канала. Эти меры необходимы для того, чтобы полнее использовать мощность передатчика и исключить перегрузку группового тракта, которая приводит к появлению помех между каналами из-за возникновения переходных нелинейных искажений. Полосы пропускания фильтров (9—12, рис. 7.11) для четырехканальной системы выбираются по рис. 7.4 г, а для двухканальных систем — по рис. 7.4 д, е. Поднесущие частоты f'_0 и f''_0 в четырехканальной системе должны быть равны: $f'_0 = f_0 - 6250$ Гц и $f''_0 = f_0 + 6250$ Гц.

Рассмотрим групповой тракт устройства формирования многоканального сигнала. С выхода ПФ 9—12 и аттенюатора 13 сигналы подаются на линейный сумматор 14, на выходе которого образуется групповой сигнал $u_{\text{гр}}(t) = u_{A2}(t) + u_{A1}(t) + u_{\text{тс}}(t) + u_{B1}(t) + u_{B2}(t)$.

Этот сигнал с помощью последующих преобразователей частоты транспонируется к рабочей частоте передатчика. Усилитель 15 служит для компенсации затухания сигналов в БМ и фильтрах.

Сформированный таким образом многоканальный групповой сигнал с ОМ на рабочей частоте f_p подается на вход линейного усилителя мощности. При построении многоканальных возбuditелей с ОМ во избежание взаимных помех между каналами следует обращать особое внимание на линейность АХ как индивидуальных трактов, так и особенно группового тракта.

В заключение отметим, что размещение в радиоканале с полосой 12 кГц четырех телефонных сообщений обычно называют «первичным уплотнением». Каждый телефонный канал, образованный при первичном уплотнении, можно, в свою очередь, уплотнить, скажем, шестью телеграфными каналами («вторичное уплотнение»). Операция «вторичного уплотнения» выполняется с помощью так называемых устройств вторичного уплотнения или каналообразующих устройств, которые обычно не входят в состав передатчиков.

7.7. Групповой сигнал и его характеристики

Поскольку по каналам многоканального передатчика могут передаваться сообщения от различных источников: телефонных аппаратов, многоканальных устройств вторичного уплотнения, фототелеграфных аппаратов и других, — то

сигнал в групповом тракте возбудителя и ЛУ в общем случае является сложным, многочастотным сигналом.

Как правило, групповой сигнал можно рассматривать как случайный нестационарный узкополосный процесс с известным спектром. Для различных комбинаций числа работающих (активных) каналов в передатчике и видов передаваемых в них сигналов статистические характеристики группового сигнала различны. На интервалах времени, когда число активных каналов и средние мощности сигналов в этих каналах неизменны, групповой сигнал также имеет неизменную среднюю мощность и в первом приближении может рассматриваться как стационарный случайный процесс.

Введем некоторые обозначения. Пусть число активных каналов в передатчике равно N ($1 \leq N \leq 4$) и в каждом из них передается сообщение вида $u_j(t) = U_j(t) \cos(\omega_j t + \varphi_j)$. Поскольку каждое из этих сообщений на входе группового тракта является узкополосным, а ширина полосы, занимаемой спектром группового сигнала, много меньше его средней частоты ω_0 , то групповой сигнал можно записать в виде

$$u_{гр}(t) = \sum_{j=1}^N U_j(t) \cos(\omega_j t + \varphi_j) = U_{гр}(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_{гр}).$$

Величина $U_{гр}(t)$ в общем случае не является амплитудой, поскольку может принимать и положительные, и отрицательные значения. Амплитуда (или огибающая) группового сигнала равна $A(t) = |U_{гр}(t)|$. Величина $A(t)$ может принимать любые значения в пределах $0 \leq A(t) \leq |U_{гр \max}|$. При расчетах с использованием групповых сигналов удобно пользоваться безразмерной амплитудой группового сигнала $X(t) = A(t)/A_{\max}$, где $0 \leq X \leq 1$. Величина $A_{\max}$ обычно определяется возможностями источника сообщения или ограничителем в индивидуальном тракте. В линейном усилителе значению $A_{\max}$ обычно соответствует верхняя точка линейного участка амплитудной характеристики. Для речевых сигналов в качестве $A_{\max}$ обычно принимают такое значение амплитуды, вероятность превышения которого составляет $P(A > A_{\max}) = (1 \dots 2) \cdot 10^{-2}$. Эту величину иногда называют вероятностью перемодуляции p_d . Время t_n , в течение которого возникает перемодуляция (ограничение), назовем временем перемодуляции, а отношение суммы всех времен перемодуляции за интервал времени T к этому интервалу $\Sigma t_n / T$ — относительным временем перемодуляции (в пределе — вероятностью перемодуляции).

Исследования ряда авторов показали, что для различных комбинаций видов сообщений на входах многоканального модулятора с ОМ плотности распределения вероятностей амплитуд группового сигнала $W(X)$ оказываются близкими к одному из следующих трех типов:

а) для многоканальных телеграфных сигналов и многих комбинированных сигналов — рэлеевское распределение:

$$W(X) = (X/\sigma) \exp(-X^2/2\sigma^2); \quad (7.10)$$

б) для двух- — четырехканальных речевых сигналов — полуноормальное распределение:

$$W(X) = (2/\sqrt{2\pi}\sigma) \exp(-X^2/2\sigma^2); \quad (7.11)$$

в) для одноканальных речевых сигналов — экспоненциальное распределение:

$$W(X) = (1/\sigma) \exp(-X/\sigma). \quad (7.12)$$

Графики функций $W(X)$ при $\sigma=0,3$ приведены на рис. 7.13. Можно видеть, что для всех трех распределений значения плотности распределения вероятностей $W(X)$ для амплитуд, больших $0,6 \dots 0,7$, малы и быстро уменьшаются по мере увеличения X .

Параметры σ этих распределений однозначно связаны со средней мощностью группового сигнала на выходе усилителя $P_{иср}$, средней потребляемой усилителем мощностью $P_{оср}$ и вероятностью перемодуляции p_d . Если известны статистические модуляционные характеристики $Y_1(X) = U_a(X)/U_{a \max}$ по первой гармонике анодного тока (амплитудная характеристика) и $Y_0(X) = I_{a0}(X)/I_{a0 \max}$ по постоян-

ной составляющей, а также напряжение анодного питания E_a и сопротивление нагрузки в анодной цепи R_H , то:

$$P_{1cp} = \frac{U_{a\max}^2}{2R_H} \int_0^{\infty} Y_1^2(X) W(X) dX = P_{1\max} \overline{Y_1^2(X)}; \quad (7.13)$$

$$P_{0cp} = E_a I_{a0\max} \int_1^{\infty} Y_0(X) W(X) dX = P_{0\max} \overline{Y_0(X)}; \quad (7.14)$$

$$\rho_n = \int_0^{\infty} W(X) dX.$$

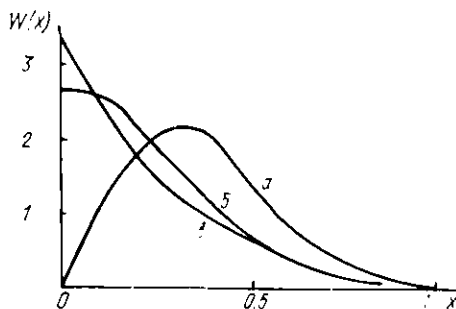


Рис. 7.13

Энергетическую эффективность анодной цепи усилителя можно оценивать средним КПД:

$$\eta_{acp} = P_{1cp}/P_{0cp} = (P_{1\max}/P_{0\max}) (\overline{Y_1^2(X)}/\overline{Y_0(X)}). \quad (7.15)$$

Отношение $P_{1\max}/P_{0\max} = \eta_{a\max}$ численно равно КПД анодной цепи в максимальном режиме.

В практических случаях при $X > 1$ значения $W(X)$ малы: $W(X) \approx 0$ (см. рис. 7.13). Поэтому в формулах для расчета P_{1cp} и P_{0cp} верхний предел интегрирования можно полагать равным единице. При рекомендуемых нагрузках усилителя (см. табл. 7.1) и идеализированных модуляционных характеристиках ($Y_1 = X$; $Y_0 = X$) ошибка в вычислениях P_{1cp} и P_{0cp} для группового сигнала с распределением (7.12) не превосходит 6%, а для сигналов с распределениями (7.10) и (7.11) окажется много меньше 1%.

Решение о допустимой нагрузке отдельного усилителя или группового тракта в целом, которую будем в дальнейшем оценивать величиной $B = P_{1cp}/P_{1\max}$, является компромиссным. При увеличении B сначала сравнительно быстро увеличиваются P_{1cp} и КПД при малом значении ρ_n . При дальнейшем увеличении B начинает быстро расти также и ρ_n и, следовательно, резко нарастает уровень

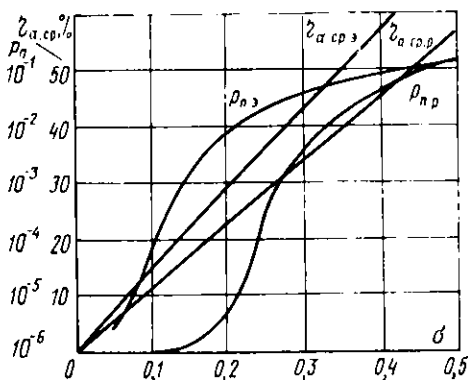


Рис. 7.14

нелинейных искажений. На рис. 7.14 для иллюстрации приведены графики для вероятности перемодуляции p_n и среднего КПД анодной цепи усилителя с идеализированной АХ (в виде двух отрезков прямых: наклонного, проходящего через точку $x=0$, и горизонтального на высоте $y=1$), построенные для групповых сигналов с рэлеевским ($\eta_{a.c.p.p.}$, $p_{n.p.}$) и экспоненциальным ($\eta_{a.c.p.a.}$ и $p_{n.a.}$) распределениями амплитуд. Можно видеть, что если с возрастанием σ ($\sigma < 1$) КПД $\eta_{a.c.p.}$ растет линейно, то p_n растет по экспоненциальному закону и уже при $\sigma = 0,2 \dots 0,3$ достигает нескольких процентов.

Расчетным путем, а также с помощью экспериментов была определена допустимая нагрузка B для различных вариантов групповых сигналов и по ним разработаны рекомендации МККР [7.7]. Некоторые из них приведены в табл. 7.1.

Таблица 7.1

Варианты групповых сигналов	$W(X)$	B	σ^2	p_n	$\bar{X}$	$\bar{X}^2$
1Т	—	1,000	—	—	1	1
1Р	(7.12)	0,100	$5 \cdot 10^{-2}$	$1,15 \cdot 10^{-2}$	0,224	0,100
6Т	(7.10)	0,250	$12,5 \cdot 10^{-2}$	$1,82 \cdot 10^{-2}$	0,442	0,250
2Р	(7.11)	0,050	$5 \cdot 10^{-2}$	$1 \cdot 10^{-5}$	0,179	0,050
3Р	(7.11)	0,100	$10 \cdot 10^{-2}$	$2 \cdot 10^{-2}$	0,253	0,100

В этой таблице буквами Т и Р обозначены соответственно телеграфное и телефонное речевое сообщения. Число перед буквой обозначает число отдельных сообщений, передаваемых в одном групповом канале.

При определении приведенных в таблице параметров независимо от числа активных каналов было принято, что $X_{max}=1$, а максимальные мощности сигналов в телефонных каналах одинаковы.

7.8. Усиление группового сигнала в передатчике с однополосной модуляцией

При рассмотрении структурной схемы передатчика с ОМ уже отмечалось, что групповой однополосный сигнал в современных передатчиках формируется в возбuditеле на низком уровне мощности (1 В на 75 Ом). Все последующее усиление однополосного сигнала выполняется в каскадах ЛУ.

Основные требования, предъявляемые к ЛУ, касаются заданной полезной мощности P_1 на его выходе, получения достаточно высокого КПД, малых нелинейных искажений, допустимой неравномерности P_1 в диапазоне рабочих частот и, наконец, обеспечения допустимого малого уровня побочных излучений. Подробные рекомендации для выполнения двух последних требований даны в предыдущих главах.

Полезная мощность и КПД. Отдаваемая усилителем полезная мощность ВЧ колебания P_1 определяется выбранным типом электронных приборов и его нагрузкой. Выбор ЭП для передатчиков с ОМ несколько отличается от выбора для передатчиков с ЧМ или с АМ при анодной модуляции, поскольку для каждого усилителя в передатчике с ОМ задаются одновременно и максимальная полезная мощность P_{1max} и допустимое

значение коэффициента нелинейных искажений (КНИ). При увеличении напряжения возбуждения $U_{вх}$ значения P_1 , КПД и КНИ также растут (рис. 7.15), причем имеется область значений $U_{вх}$,

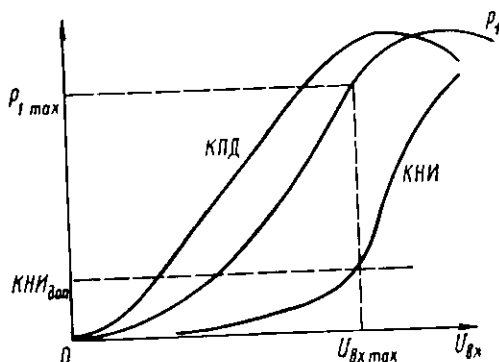


Рис. 7.15

в которой рост P_1 с увеличением $U_{вх}$ замедляется, а КНИ растет ускоренно. На границе этой области и устанавливаются значения $U_{вх\max}$ и $P_{1\max}$. Коэффициент полезного действия анодной цепи усилителя $\eta_{a\max}$ получается при таком выборе $\geq 0,6$ для работы в режиме класса АВ и $0,2 \dots 0,25$ для работы в режиме класса А. Для современных ламп максимальный коэффициент ис-

пользования мощности $\nu_L = P_{1\max}/P_{\text{ном}}$, где $P_{\text{ном}}$ — номинальная мощность лампы (в телеграфном режиме) — составляет $0,4 \dots 0,8$. Например, для ламп ГУ-71В ($P_{\text{ном}} = 1,6$ кВт), ГУ-75 ($P_{\text{ном}} = 16$ кВт) и ГК-11А ($P_{\text{ном}} = 250$ кВт) значения $\nu_{L\max}$ равны соответственно $0,81$; $0,38$ и $0,4$. Для разных типов транзисторов $\nu_{T\max}$ колеблется в пределах $0,3 \dots 0,5$, т. е. заметно ниже, чем для ламп. Для ламп и транзисторов, работающих в предварительных каскадах ЛУ, значения $\nu_{L\max}$ и $\nu_{T\max}$ еще ниже, поскольку ЭП в этих каскадах для уменьшения искажений, как правило, работают в режиме класса А.

Низкие значения ν_L и ν_T получаются по следующим причинам. Во-первых, режим работы входной цепи ЭП выбирается с малыми токами в этой цепи, поскольку ее нелинейность при больших токах очень велика. Для этой цели в предварительных ламповых усилителях применяют пентоды и тетроды и ставят их в режим работы без сеточных токов (рис. 7.16). В мощных выходных усилителях для получения значительной мощности иногда до-

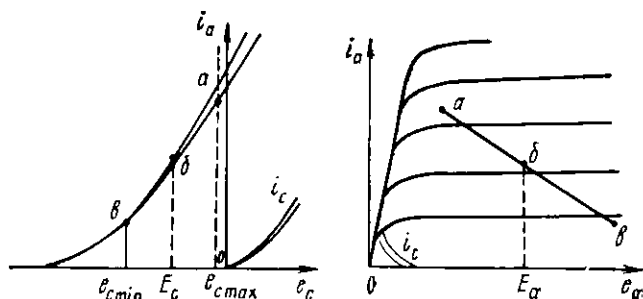


Рис. 7.16

пускается работа с небольшими токами в цепи управляющей сетки (рис. 7.17). При этом, чтобы не увеличивать КНИ из-за нелинейности цепи сетки, приходится увеличивать мощность предыдущего каскада и создать ему дополнительную нагрузку с помощью балластного сопротивления, величина которого выбирает-

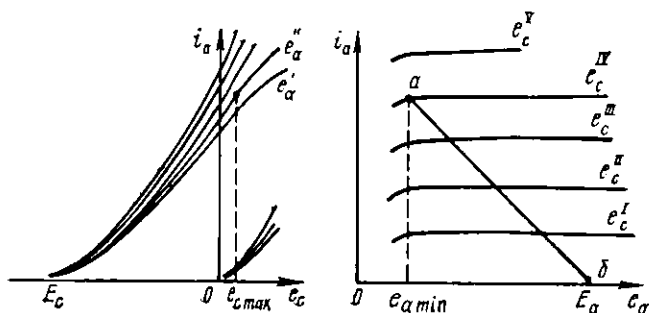


Рис. 7.17

ся меньше минимального сопротивления сеточной цепи ($R_6 < R_{c\min} = U_{c\max}/I_{c1\max}$). В предварительных каскадах транзисторных усилителей целесообразно ставить достаточно мощные ВЧ транзисторы с большим коэффициентом усиления β , обеспечивать им работу в режиме класса А и слабо использовать ($v_{\max} \leq 0.5$). В мощных выходных усилителях (чтобы сократить число транзисторов в каскаде) допускается работа в режиме класса В с большими токами базы чем в предварительных каскадах.

Вторая причина низкого значения $v_{\max}$ и $v_{\max}$ обусловлена несколько меньшим значением $\xi_{\max}$. Для этой цели верхнюю точку a динамической характеристики (см. рис. 7.17) выбирают заметно правее сгиба характеристик $i_a = f(e_a)$, ($\xi_{\max} < \xi_{кр}$). Делается это для того, чтобы уменьшить влияние на АХ усилителя нелинейной зависимости анодного тока от напряжения на аноде e_a при малых e_a . В предварительных ламповых и транзисторных усилителях $\xi_{\max}$ принимают равным (0,6 ... 0,8) $\xi_{кр}$. В выходных мощных усилителях, где нежелательно сильно снижать полезную мощность по сравнению с номинальной и работать при низких КПД, обычно принимают $\xi_{\max} \approx (0,85 \dots 0,9) \xi_{кр}$.

Нелинейные искажения. Нелинейные искажения группового сигнала в усилителях передатчиков с ОМ возникают в основном из-за нелинейности статических и динамических характеристик ЭП. Эти характеристики имеют наибольшую нелинейность как при малых (работа на нижнем сгибе характеристик), так и при сравнительно больших токах (критический и перенапряженный режимы). Второй важной причиной возникновения нелинейных искажений является зависимость реактивных параметров ЭП от действующих токов. К этим параметрам следует, прежде всего, отнести нелинейные емкости коллекторного перехо-

да в транзисторах и эквивалентную индуктивность ламп при работе последних вблизи граничных частот. Третьей причиной, которая также может приводить к заметным искажениям, является частотная зависимость выходного сопротивления фильтров источников питания для составляющих спектра огибающей усиленного сигнала. При этом интенсивность нелинейных искажений из-за различия постоянных времен цепей питания может меняться при изменении частотного состава модулирующего сигнала. Указанные причины могут действовать как порознь, так и вместе. В предварительных, маломощных усилителях, как правило, удается надежно исключать третью причину. Что же касается выходных мощных усилителей, то здесь приходится, вообще говоря, считаться со всеми тремя причинами.

Количественную оценку нелинейности АХ усилителя наиболее часто получают оценивая степень искажения специального испытательного сигнала при прохождении его через усилитель. При дальнейшем изложении будем предполагать, что усилитель может быть представлен в виде ЭП и ПФ с узкой полосой пропускания.

В качестве испытательного выбирается сигнал с переменной амплитудой и точно известным спектром. Чаще всего используется называемый двухтоновый равноамплитудный сигнал:

$$u_{\text{вх}}(t) = 0,5 U_0 \cos \omega_1 t + 0,5 U_0 \cos \omega_2 t = U_0 \cos \Delta t \cos \omega_0 t, \quad (7.16)$$

имеющий наиболее простой спектр (рис. 7.18а) для сигнала с переменной амплитудой $|U_0 \cos \Delta t|$. В (7.16) приняты следующие обозначения: $\Delta = (\omega_2 - \omega_1)/2$; $\omega_0 = (\omega_1 + \omega_2)/2$; $\Delta < \Omega_{\text{max}}/(5 \dots 7)$.

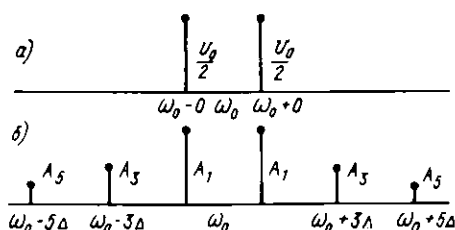


Рис. 7.18

Характер искажений огибающей двухтонового сигнала показан на рис. 7.19. При линейной АХ усилителя (кривая 1) огибающая двухтонового сигнала имеет вид коммутированной синусоиды (сплошная линия). При нелинейности АХ из-за влияния нижнего сгиба статических характеристик (кривая

2) импульсы огибающей несколько сужаются (пунктирная линия). Искажения из-за влияния верхнего сгиба АХ (кривая 3) проявляются как расширение импульсов огибающей и уплощение их вершин (штрих-пунктирная линия).

Эти искажения огибающей двухтонового сигнала можно наблюдать на экране осциллографа, подключенного к нагрузке усилителя. При анализе спектра выходного сигнала с помощью спектроанализатора можно заметить, что при искажении огибающей на его экране кроме двух составляющих исходных сигнала

лов (A_1, A_1) появляются дополнительные спектральные компоненты A_3, A_5 (см. рис. 7.186). Измерение этих компонентов и получение КНИ третьего $K_{3f, 2\tau} = 20 \log (A_3/A_1)$ и пятого $K_{5f, 2\tau} = 20 \log (A_5/A_1)$ порядков лежит в основе всех приборов, использующих двухтоновый метод.

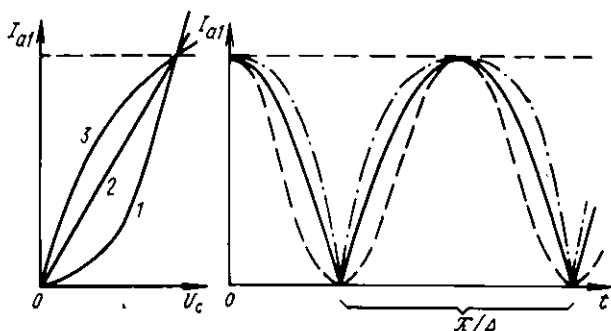


Рис. 7.19

Оценить нелинейные искажения усилителя применительно к двухтоновому испытательному сигналу можно и аналитически, если известен режим работы ЭП и заданы аналитически его статистические характеристики. Наиболее прост анализ для усилителей на тетрадах и пентодах с малой проницаемостью сеток, для которых анодный ток является функцией только напряжения по управляющей сетке $i_a = f(e_c)$. Представив эту зависимость в виде степенного ряда и подставив в него $e_c = E_c + u_{вх}$, получим после преобразования следующее уравнение:

$$i_a = a_0 + a_1 u_{вх} + a_2 u_{вх}^2 + a_3 u_{вх}^3 + \dots \quad (7.17)$$

Подставляя в это уравнение по очереди (7.16) для оценки искажений и $u_{вх} = U_0 \cos \omega_0 t$ для получения амплитудной характеристики, проводя необходимые преобразования и опуская все составляющие анодного тока вне узкой области вблизи первой гармоники ω_0 , получаем для гармонического сигнала

$$i_{1r}(t) = I_{a1} \cos \omega_0 t, \quad \text{где} \quad I_{a1} = \sum_{j=1}^{\infty} b_{2j-1} U_0^{2j-1}. \quad (7.18)$$

и для двухтонового сигнала

$$i_{12\tau}(t) = \sum_{j=1}^{\infty} A_{2j-1} \cos (2j-1) \Delta \cos \omega_0 t, \quad \text{где} \quad A_{2j-1} = f(U_0, a_1, a_3, a_5, \dots). \quad (7.19)$$

Между коэффициентом b_{2j-1} и A_{2j-1} имеется функциональная однозначная связь через коэффициенты a_k :

$$\left. \begin{aligned} A_1 &= b_1 U_0 + \frac{3}{4} b_3 U_0^3 + \frac{5}{8} b_5 U_0^5 + \dots; \\ A_3 &= \frac{1}{4} b_3 U_0^3 + \frac{5}{16} b_5 U_0^5 + \dots; \\ A_5 &= \frac{1}{16} b_5 U_0^5 + \dots \end{aligned} \right\} \quad (7.20)$$

Поэтому найдя аналитически коэффициенты A_{2j-1} или b_{2j-1} , можно вычислить $K_{3f_{2T}}$ и $K_{5f_{2T}}$. В последнем случае необходимо воспользоваться (7.20).

Отсюда же следует, что если амплитудная характеристика $U_1 = I_{a1} R_H = f(U_c)$ задана графически (например, получена экспериментально, рис. 7.20), то, представив ее аналитически в виде

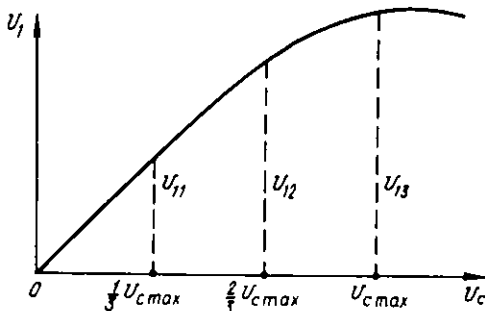


Рис. 7.20

ряда (7.18), можно найти b_{2j-1} , затем A_{2j-1} по (7.20) и далее определить $K_{3f_{2T}}$ и $K_{5f_{2T}}$. Все указанные операции можно проделать предварительно в общем виде, а для вычисления коэффициентов $K_{3f_{2T}}$ и $K_{5f_{2T}}$ воспользоваться окончательными формулами, которые для примера, приведенного на рис. 7.20, имеют вид

$$K_{3f_{2T}} = 20 \log \left| \frac{2,5 U_{13} - 2 U_{12} - 3,5 U_{11}}{3,7 U_{13} + 5,6 U_{12} - U_{11}} \right|;$$

$$K_{5f_{2T}} = 20 \log \left| \frac{0,9 U_{13} - 3,6 U_{12} + 4,56 U_{11}}{3,7 U_{13} + 5,6 U_{12} - U_{11}} \right|.$$

Детальное исследование искажений в реальных усилителях с различными типами ламп показало, например, что при заданных неизменных параметрах E_a , U_c , R_H , E_{c2} имеется оптимальное значение $E_c = E_{c, \text{опт}}$, при котором $K_{3f_{2T}}$ имеет минимум (рис. 7.21а). Этому минимуму соответствует наиболее линейная АХ (рис. 7.21 б). Минимум $K_{3f_{2T}}$ обнаруживается и при варьировании напряжения E_{c2} (рис. 7.21 в). Объясняются эти минимумы $K_{3f_{2T}}$ тем, что, например, при $E_c = E_{c, \text{опт}}$ крутизна АХ как при больших сигналах (колебания класса В), так и при малых сигналах (колебания класса А) оказывается приблизительно одинаковой.

Оценка нелинейных искажений в многокаскадном усилителе, каким является групповой тракт передатчика с ОМ, представляет в общем случае сложную задачу. Однако, как увидим ниже, для современных высококачественных передатчиков трудности этой задачи существенно уменьшаются, поскольку коэффициенты

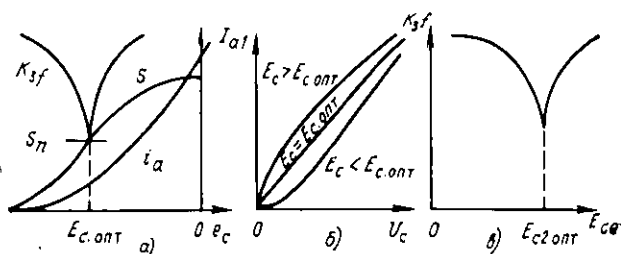


Рис. 7.21

K_{3f} и K_{5f} для таких передатчиков должны быть малы (меньше -35 дБ).

Рассмотрим для примера двухкаскадный резонансный усилитель (рис. 7.22), колебательные контуры которого настроены на

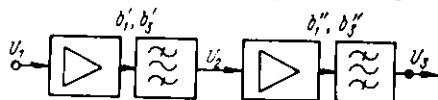


Рис. 7.22

частоту входного сигнала и имеют единичное сопротивление. Допустим, что для каскадов этого усилителя справедливо условие: $K_{3f} \gg K_{5f}$; тогда АХ каскадов можно принять в виде $U_2 = b'_1 U_1 + b'_3 U_1^3$; $U_3 = b''_1 U_2 + b''_3 U_2^3$.

По этим АХ можно вычислить сквозную АХ всего усилителя, а затем, учтя соотношение (7.20), найти расчетную формулу для $K_{3f,2r}$:

$$K_{3f,2r} = A_3 A_1 \approx 0,25 [(b'_3/b'_1) U_1^2 + (b''_3/b'_1) b'_1 U_1^2] = K'_{3f,2r} + K''_{3f,2r}$$

Первое слагаемое в скобках представляет собой нелинейные искажения в первом каскаде, второе — во втором каскаде. Если b'_3 и b''_3 имеют одинаковые знаки (см. рис. 7.23а или в), то от-

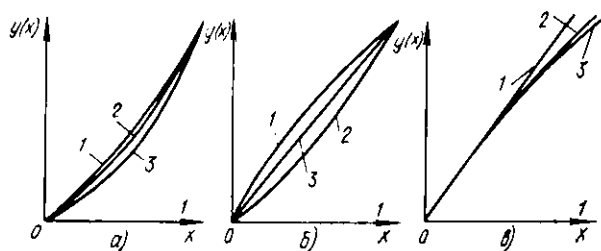


Рис. 7.23

носительные искажения суммируются; если же у b'_3 и b''_3 разные знаки, то результирующие искажения могут быть меньше чем искажения в каждом каскаде (рис. 7.23б). При проектировании линейных усилителей заданный уровень нелинейных искажений (например, в виде $K_{3f_{2T}}$) распределяют часто поровну между мощным каскадом и всем остальным трактом.

Анализ искажений в мощных усилителях показал, что эти искажения обусловлены наличием в ряде (7.17), аппроксимирующем динамическую характеристику ЭП, членов с нечетными степенями выше первой. Вследствие этого в современных лампах так называемых «суперлинейных» серий коэффициенты a_3, a_5 путем выбора рациональной конструкции удается сделать очень малыми. Значения $K_{3f_{2T}}$ и $K_{5f_{2T}}$ в усилителях с такими лампами не превышают —38...—45 дБ.

7.9. Особенности схем и режимов усилителей колебаний с однополосной модуляцией

Все усилители в однополосных передатчиках разделяются на две группы; предварительные и мощные выходные оконечные усилители. Главными требованиями для первых усилителей являются высокая линейность, широкополосность, максимальная надежность. Получение этих характеристик достигается, как правило за счет снижения энергетических показателей. В мощных оконечных усилителях выбор между высоким КПД и высокой линейностью усиления решается компромиссным путем.

Предварительные усилители. В современных высококачественных передатчиках предварительные усилители выполняются, как правило, на пентодах или тетродах, работающих в режиме класса А, без сеточных токов. Рабочая область выбирается на максимально линейной части характеристики $i_a = f(e_c)$ (см. рис. 7.16). Анодная нагрузка, как правило, выполняется резистивной или для лучшей широкополосности — в виде звена полосового фильтра — эквивалента длинной линии (рис. 7.24).

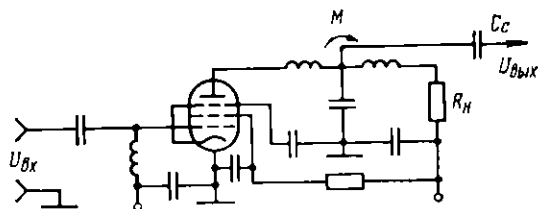


Рис. 7.24

Иногда в предварительных усилителях используются лампы с удлиненным нижним сгибом характеристики $i_a = f(e_c)$, которая достаточно точно аппроксимируется трехчленом $i_a = a_0 + a_1 e_c + a_2 e_c^2$.

При подаче на сетку такого усилителя напряжения $e_c = E_c +$

$+U_c \cos \omega_0 t$ ток в анодной цепи будет состоять из постоянной составляющей $I_{a0} = a_0 + a_1 E_c + a_2 E_c^2 + 0,5a_2 U_c^2$, первой гармоники, пропорциональной напряжению возбуждения $I_{a1} = (a_2 + 2a_2 E_c) U_c$, и второй гармоники $I_{c2} = 0,5a_2 U_c^2$.

Если за рассмотренным усилителем следует второй усилитель с лампой такого же типа, то для предупреждения появления нелинейных искажений колебания второй гармоники на выходе первого усилителя следует подавить. Для этой цели усилители собирают либо по двухтактной схеме, либо анодные нагрузки подключаются к лампам через переключаемые фильтры с перекрытием по полосе пропускания, несколько меньшим октавы (1, 6... 1,8) (рис. 7.25). Эти усилители даже без специальных мер повышения линейности АХ обеспечивают $K_{3f_{2T}} \leq -40$ дБ.

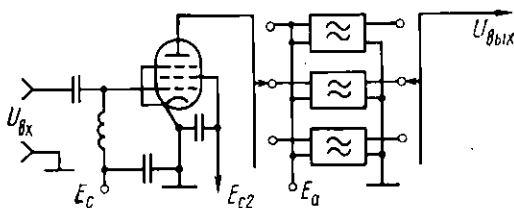


Рис. 7.25

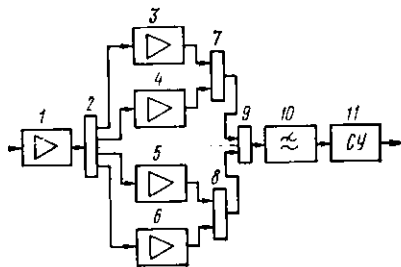


Рис. 7.26

Довольно часто в предварительных каскадах применяются УРУ (см. § 3.4). Они, как правило, более сложны, имеют больше ламп, но обладают широкодиапазонностью. При работе лампы в режиме класса А уровень нелинейных искажений в этих усилителях достаточно низок: $K_{3f_{2T}} \leq -40$ дБ.

Предварительные усилители на транзисторах в мощных многоканальных передатчиках не получили распространения вследствие сравнительно высокой нелинейности АХ ($K_{3f_{2T}} \geq -30$ дБ). Однако для полностью транзисторных одноканальных передатчиков, для которых допускается $K_{3f_{2T}} \approx -25$ дБ, предварительные каскады выполняются на транзисторах. Для повышения линейности АХ в этих каскадах используются: работа в режиме класса А, двухтактные схемы, трансформаторы для подавления четных гармоник в коллекторных цепях, неполное использование транзисторов, автоматическое смещение. Наконец, транзисторы для этих каскадов выбираются с наиболее высокой ω_T и, как правило, включаются по схеме с ОЭ.

Мощные усилители. В современных маломощных передатчиках мощный усилитель строится, как правило, на транзисторах, по двухтактной схеме с ОЭ. В передатчиках средней мощности для оперативной связи выходные усилители выполняются либо полностью на транзисторах, либо на лампах в виде УРУ.

Транзисторные усилители мощностью 1...10 кВт собираются из модулей с максимальной мощностью 250...300 Вт каждый (рис. 7.26, 1 — предварительный усилитель, 2 — устройство распределения мощности). В модуле, как правило, работают четыре — восемь транзисторов, включенных по схеме с ОЭ при $\theta = 90^\circ$. Для симметрирования формы импульса коллекторного тока (рис. 7.27) ко входу транзистора по ВЧ подключается резис-

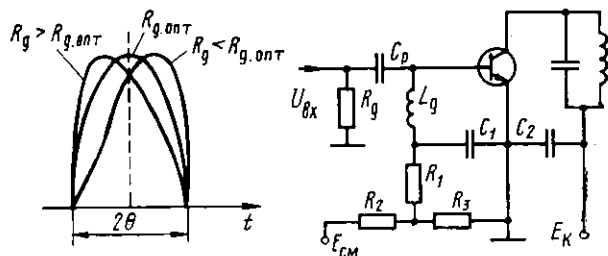


Рис. 7.27

тор R_d , сопротивление которого находится из условия $R_d = \beta_0 / \omega_T C_p$. Для поддержания угла отсечки θ равным 90° при изменении U_B на базу подается комбинированное смещение. Фиксированное (проткрывающее) смещение обеспечивает равенство $\theta = 90^\circ$ при малых амплитудах входных сигналов $E_B = E' = E_{см} R_3 / (R_2 + R_3)$. Автоматическое смещение (подзапирающее за счет падения напряжения на сопротивлениях R_1 , R_2 и R_3) поддерживает равенство $\theta = 90^\circ$ при больших сигналах, когда I_{B0} достаточно велик: $E_B = E_{см} R_3 / (R_2 + R_3) - I_{B0} [R_1 + R_2 R_3 / (R_2 + R_3)]$. Эти меры позволяют улучшить линейность АХ транзисторных усилителей, работающих в области низких и средних частот $\omega < 3\omega_T / \beta_0$.

В выходной цепи усилителя применяются схемы сложения мощности отдельных модулей (7, 8, 9 на рис. 7.26), устройство для фильтрации гармоник 10 и устройство согласования усилителя с антенной 11. Очень важным дополнением к мощному транзисторному усилителю является не показанное на рис. 7.26 устройство защиты этого каскада от перемодуляции и от перегрузок из-за рассогласования связи с антенной.

В сравнительно мощных усилителях приходится использовать большое число транзисторов, поскольку в режиме линейного усиления даже лучшие современные образцы отдают только 50...70 Вт. И даже при таком использовании транзисторов линейность АХ получается сравнительно невысокой ($K_{3/2T} \approx -25$ дБ). При повышении коэффициента использования транзисторов по напряжению $\xi_{max} = U_K / E_K$ нелинейные искажения нарастают очень быстро, в отличие от искажений в случае ламп. Объясняется это тем, что транзистор является прибором с комплексной нелинейностью, вследствие чего для транзисторного усилителя и модуль $K(U)$ и фаза $\varphi(U)$ коэффициента передачи $\tilde{K} = K(U) \exp i\varphi(U)$

зависят от многих параметров, в том числе и от амплитуды уси-
ливаемого сигнала.

В гл. 2 при анализе эквивалентной схемы транзистора было
указано, что значение емкости $C_{к.а}$ зависит от величины мгновенного
напряжения на коллекторном переходе $e_{к.п}$. Эта емкость
во многом определяет выходную емкость транзистора $C_{вых}$.

Схема простейшего усилителя с резистивной нагрузкой с уче-
том выходной емкости транзистора $C_{вых}$ представлена на рис.
7.28а, а его упрощенная эквивалентная схема — на рис. 7.28б. При

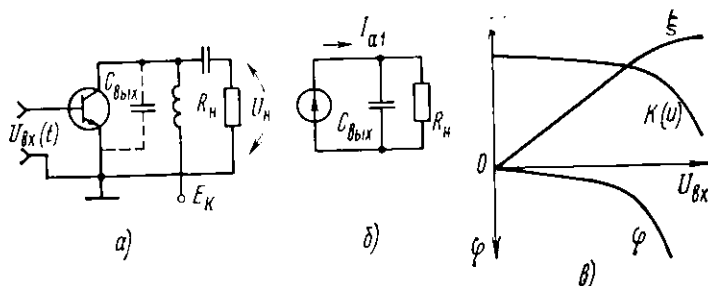


Рис. 7.28

подаче на вход напряжения с переменной амплитудой $u_{вх}(t) = u_B(t) = U_B(t) \cos \omega_0 t$ напряжение на нагрузке этого усилителя
может быть представлено в виде $u_n(t) = U_K(t) \cos[\omega_0 t - \varphi(U_K)]$,
где $U_K(t)$ — нелинейная функция от $U_B(t)$, а $\varphi(U_K) = -\arctg[\omega C_{вых}(U_K) R_n]$ — также нелинейная функция от $U_K(t)$.
Аналогичные результаты и для резонансных усилителей.

Исследования транзисторных усилителей показали (рис. 7.28в),
что при малых значениях $\xi \leq 0,5$ усиление постоянно, $\xi \equiv U_0$, а
 $\varphi(U_K)$ мало ($1 \dots 3^\circ$). При увеличении ξ до $\xi_{кр}$ из-за снижения β_0
 K падает и сильно увеличивается $\varphi(U_K)$. В этой области $\varphi(U_K)$
изменяется почти пропорционально $U_K^2(t)$. При усилении сигнала
с переменной амплитудой возникают искажения амплитуды из-за
нелинейности K и паразитная фазовая модуляция из-за нелиней-
ной зависимости $\varphi(U_K)$. Эта паразитная ФМ в конечном счете
приводит также к нелинейным искажениям.

Современным вариантом мощного усилителя с полезной мощ-
ностью до $1 \dots 2$ кВт для передатчиков оперативной связи являет-
ся ламповый УРЧ. Такие УРЧ, собранные по двухтактной схеме,
обычно содержат до $10 \dots 12$ ламп, работающих в недонапряжен-
ном режиме с $0 \dots 90^\circ$. Для подавления высших гармоник приме-
няют перестраиваемые или сменные фильтры и устройства для
согласования выходного каскада с антенной. Усилители с распре-
деленным усилением менее чувствительны к рассогласованию с
нагрузкой и не требуют введения быстродействующей защиты.

Для повышения выходной мощности, КПД, коэффициента ис-
пользования ламп $\eta_{л} = P_{lmax}/P_{lном}$ и некоторого снижения уровня

нелинейных искажений в УРУ применяют неоднородные анодные линии с волновым сопротивлением, понижающимся по мере приближения к выходу. При тщательном проектировании и регулировке УРУ обеспечивают $K_{зг_{2T}} = -35$ дБ, однако КПД усилителя оказывается низким из-за малого КПД ламп по анодной цепи ($\eta_{a\max} < 37\%$) и из-за сравнительно большого расхода энергии в цепях накала и экранирующих сеток.

Оконечные усилители передатчиков с ОМ средней и большой мощности ($P_{1\max} > 5$ кВт) выполняются на лампах, главным образом на тетрадах, по схеме с общим катодом. Современные мощные тетроды — левые лампы с протяженным нижним сгибом характеристики $i_a = f(e_c)$. Наиболее мощные тетроды отдают до 200...300 кВт полезной мощности. Имеются сведения о тетрадах мощностью 600 кВт.

Для получения малого уровня искажений лампы должны работать в недонапряженном режиме и без сеточных токов. Параметры режима выбирают следующим образом. Напряжение анодного питания E_a выбирается равным $(0,8 \dots 1) E_{a, \text{доп}}$. Коэффициент использования анодного напряжения для пиковой мощности $\xi_{\max}$ выбирают на 3...10% меньше, чем для критического режима $\xi_{\text{кр}}$. Напряжение второй сетки, как правило, выбирают равным номинальному $E_{c2 \text{ ном}}$. Это напряжение должно быть стабилизировано. При таком выборе обеспечиваются хорошая линейность АХ и высокие КПД $\eta_{a\max}$.

Выбор напряжения смещения E_c на первой сетке требует особой тщательности, поскольку от него зависят линейность АХ (см. рис. 7.21) и средний КПД анодной цепи $\eta_{a, \text{ср}}$. Для получения высокого $\eta_{a, \text{ср}}$ выбирается режим работы с отсечкой анодного тока при больших значениях напряжения возбуждения U_c , т. е. рабочая точка выбирается на нижнем сгибе характеристики $i_a = f(e_c)$. Для получения наибольшей линейности АХ усилителя с лампами, у которых $D \approx 0$, необходимо, чтобы крутизна характеристики анодного тока $S = di_a/de_c$ при $e_c = E_{c, \text{опт}}$ была бы равна $0,5S_{\text{ср}}$, где $S_{\text{ср}}$ — средняя эффективная крутизна для максимального режима. Для ламп с $D \neq 0$ оптимальное значение $E_{c, \text{опт}}$, минимизирующее $K_{зг_{2T}}$, может быть получено с помощью ЭВМ.

Что касается приблизительного расчета, то для ламп с коротким нижним сгибом характеристики $E_{c, \text{опт}}$ обычно почти совпадает с напряжением отсечки анодного тока E'_c для идеализированных характеристик. Для ламп с малым значением D и с протяженным нижним сгибом характеристики предыдущий способ приводит к большим ошибкам. Для них имеется простой графический способ определения приблизительного значения $E_{c, \text{опт}}$ (рис. 7.29), при котором получают для большинства типов ламп сравнительно малые ошибки. В соответствии с этим способом ориентировочно находят $i_{a\max}$, отмечают точки a и b и через них проводят прямую до пересечения с осью абсцисс (точка $г$). Напряжение E_c , соответствующее точке $г$, и принимается за $E_{c, \text{опт}}$.

источников питания. Поскольку режим телефонии и многоканальной телеграфии для передатчиков с ОМ считается, как правило, основным, то максимальную полезную мощность в этих режимах P_{1max} можно выбирать в 1,5...3 раз больше, чем мощность при одноканальной телеграфной работе ($P_{1тлг} < P_{1ном}$). Величину же P_{1max} следует выбирать по рекомендациям завода-изготовителя ламп. В некоторых случаях, особенно при повышении коэффициента использования ламп ($\nu_{\lambda} = P_{1max}/P_{1ном} \rightarrow 1$), в цепи первой сетки при режиме, близком к максимальному, может возникнуть ток и сопротивление промежутка лампы сетка—катод $R_{cmin} = U_{cmax}/I_{c1max}$ резко снизится.

В этом случае для уменьшения нелинейных искажений усилители используют один из следующих способов:

1. Включают балластное сопротивление $R_b < R_{cmin}$ (рис. 7.30) и с учетом его увеличивают мощность предыдущего каскада.

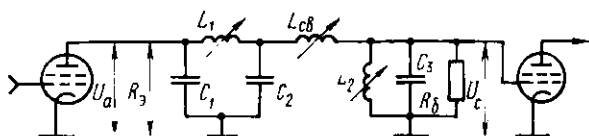


Рис. 7.30

2. Схему связи предварительного усилителя с окончечным строят так, чтобы при трансформации внутреннего сопротивления R_i лампы предварительного усилителя к промежутку сетка—катод лампы выходного усилителя R'_i выполнялось условие $R'_i \ll R_{cmin}$. Один из вариантов схемы связи приведен на рис. 7.30. Здесь контур $L_1C_1C_2$ осуществляет фильтрацию и трансформацию напряжений и сопротивлений соответственно; переменная индуктивность $L_{св}$ позволяет регулировать напряжение U_c , а контур L_2C_3 обеспечивает в цепи сетка—катод малое сопротивление для токов с частотами $n\omega_0$ ($n > 1$).

3. Лампы мощного усилителя включают по схеме с общей сеткой. Входное сопротивление такого усилителя

$$R_{вх.о.с} = U_c / (I_{a1} + I_{c1}) \approx (U_c / I_{a1}) (1 - I_{c1} / I_{a1})$$

много меньше, чем входное сопротивление усилителя по схеме с общим катодом ($R_{вх.ок} = U_c / I_{c1}$), но пределы его изменения при изменении U_c резко сужаются, так как $I_{c1} / I_{a1} \ll 1$, и, следовательно, влияние сеточного тока на уровень нелинейных искажений заметно снижается. Применение схемы с общей сеткой на лампах старых типов с малой крутизной S было связано в основном с желанием получить повышенную устойчивость и ограничивалось низким значением коэффициента усиления каскада по мощности:

$$K_P = P_1 / P_{вх} = (U_a + U_c) I_{a1} / U_c (I_{a1} + I_{c1}) \approx U_a / U_c + 1,$$

поскольку отношение U_a / U_c для них достигало лишь 5...10. Усилители по схеме с общей сеткой на современных лампах с высо-

кой крутизной ($S=50 \dots 20$ мА/В) имеют $K_p=20 \dots 50$. Именно по этим причинам в ряде отечественных передатчиков в мощном каскаде применяется схема с общей сеткой. Следует отметить, что применение режимов с большими сеточными токами, а также использование тетродов с большими токами второй сетки в усилителях по схеме с ОС могут существенно снизить линейность АХ.

В заключение отметим, что дальнейшее понижение уровня нелинейных искажений в усилителях передатчиков достигается применением отрицательной обратной связи. В ламповых передатчиках, где инерционность ЭП мала, нашла применение ООС по ВЧ, охватывающая несколько каскадов. В транзисторных усилителях также иногда применяют ООС по ВЧ, но выполняют ее независимой для каждого каскада.

7.10. Методы повышения энергетической эффективности мощных усилителей колебаний с однополосной модуляцией

При построении и регулировке усилителей модулированных колебаний всегда приходится делать выбор между высоким коэффициентом использования ЭП по мощности и малыми нелинейными искажениями. В связи с этим был предложен ряд способов повышения энергетической эффективности (ЭЭ) УМК, среди которых наибольшую известность и некоторое применение получили способ Догерти (1936 г.), способ Ширекса, способ автоанодной модуляции Круглова Н. Г. (1949 г.) [6.1] и ряд других.

Еще острее необходимость повышения ЭЭ УМК проявилась при внедрении передатчиков с ОМ в 50-х—60-х годах. Исследования нелинейных искажений в УМК сигналов с АМ и ОМ показали, что средняя полезная мощность колебаний с АМ при различных значениях пик-фактора p модулирующего сигнала колеблется в пределах $(0,25 \dots 0,50) P_{1max}$, где P_{1max} — пиковая мощность УМК. При усилении же сигналов с ОМ средняя полезная мощность может составлять от $0,05 P_{1max}$ при двухканальной телефонии до $0,25 P_{1max}$ при многоканальной телеграфии. По-видимому, этим и объясняется появление в СССР и за рубежом множества различных способов повышения ЭЭ УМК.

Поясним возможность повышения ЭЭ УМК на примере усилителя с автоматическим регулированием режима (АРР) с целью приближения его к критическому при всех значениях амплитуды усиливаемого модулированного сигнала. Как будет показано ниже, АРР может производиться либо с помощью дополнительных устройств, включаемых в традиционный усилитель, либо путем видоизменения схемы усилителя.

Рассмотрим принцип работы УМК с АРР (рис. 7.31). У триодного усилителя имеются три независимых параметра, определяющих наряду с постоянными параметрами ЭП напряженность режима: U_r , E_a , R_s . Напряжение смещения E_r , а также напряжение E_{r2} для тетродов выбираются так, чтобы обеспечить $\theta=90^\circ$, и, следовательно, являются либо постоянными, либо зависимыми

параметрами. Запишем U_c , E_a , R_3 с помощью пока неизвестных функций $f_1(X)$, $f_2(X)$ и $f_3(X)$, представляющих собой законы регулирования этих параметров: $U_c(t) = U_{c \max} X f_1(X)$; $E_a(t) = E_{a \max} f_3(X)$; $R_3 = R_{H1} f_2(X)$. Положив для простоты выкладок

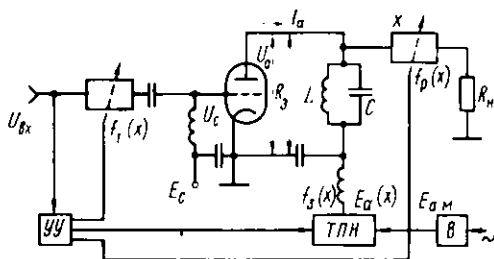


Рис. 7.31

$E'_a = 0$ и $D = 0$, запишем составляющие анодного тока: $I_{a1} = \gamma_1 S U_{c \max} X f_1(X)$; $I_{a0} = \gamma_0 S U_{c \max} X f_1(X)$.

Используя эти и ранее введенные соотношения для R_3 и E_a , можно написать уравнения для всех параметров усилителя. Например, для полезной мощности первой гармоники $P_1(X)$ и для КПД анодной цепи $\eta_a(X)$ получим

$$P_1(X) = P_{1 \max} X^2 f_1^2(X) f_2(X); \quad \eta_a(X) = \\ = \eta_{a \max} X f_1(X) f_2(X) / f_3(X),$$

где $P_{1 \max} = \frac{1}{2} \gamma_1^2 S^2 U_{c \max}^2 R_{H1}$; $P_{0 \max} = \gamma_0 S U_{c \max} E_a$; $\eta_{a \max} = 0,5 g_1 \xi_{\max}$.

Воспользовавшись уравнениями для $P_1(X)$ и $\eta_a(X)$ и учтя условие линейности модуляционной характеристики $P_H \equiv P_1(X) \equiv U_c^2(X) = U_{c \max}^2 X^2$ и требование максимума КПД $\eta_a(X) = \eta_{a \max}$, получим для определения неизвестных функций следующие два уравнения:

$$I. \quad f_1^2(X) f_2(X) = 1; \quad II. \quad X f_1(X) f_2(X) / f_3(X) = 1.$$

Для решения этой системы приходится задавать одну из неизвестных функций. Рассмотрим два примера.

1. Пусть в усилителе $R_3 = R_{H1} = \text{const}$, т. е. $f_2(X) = 1$. Тогда из I следует $f_1(X) = 1$, а из II — $f_3(X) = X$. Следовательно, $E_a(X) = E_{a \max} X$. Этот случай соответствует способу, предложенному в 1954 г. Б. И. Рассадным. Очевидно, что в схеме усилителя, реализующего этот способ (см. рис. 7.31), регуляторы $f_1(X)$ и $f_2(X)$ должны отсутствовать.

2. Теперь рассмотрим случай без трансформатора постоянного напряжения (ТПН): $E_a(X) = E_{a \max}$ и, следовательно, $f_3(X) = 1$. Решая I и II совместно, получим $f_1(X) = X$; $f_2(X) = 1/X^2$. Для реализации этого случая в сеточную цепь усилительной лампы (см. рис. 7.31) включается линейный регулятор напряжения возбуждения с коэффициентом передачи $K = K_0 X$, а в цепь нагрузки —

линейный реактивный элемент связи, сопротивление которого $X_{св}(X)$ изменяется обратно пропорционально X^2 : $X_{св}(X) = X_{св0}/X^2$.

Возможно множество других вариантов реализаций АРР. Повышение КПД усилителя благодаря применению АРР позволяет либо повысить мощность усилителя при тех же ЭП, либо снизить мощность рассеяния на ЭП и повысить надежность. Расчеты показывают, что для ламп со сравнительно большим током покоя ($I_{п} \approx 0,15 I_{a0 \max}$, $\delta = 0,15$) можно повысить полезную мощность в 3—5 раз без превышения допустимого теплового режима.

В заключение отметим, что реализация любого метода повышения ЭЭ линейных усилителей сопряжена либо с некоторыми осложнениями схем этих усилителей, либо с возникновением, как правило, специфических искажений. Поэтому решение о применении какого-либо из этих методов должно приниматься с учетом технических требований к рассматриваемым передатчикам и возможностей методов.

Глава 8

Передатчики с частотной и фазовой модуляцией

8.1. Общие сведения

Частотная и фазовая модуляция (ЧМ и ФМ) применяется в передатчиках, предназначенных для низовой телефонной радиосвязи, радиовещания на УКВ, звукового сопровождения телевидения, радиорелейной, тропосферной и космической связи. Частотная и фазовая телеграфия (ЧТ и ФТ) применяется для передачи телеграфных сигналов и цифровой информации. Передатчики указанных типов должны иметь параметры, которые удовлетворяют требованиям ГОСТ, действующим в СССР, а также рекомендациям МККР и Международного консультативного комитета по телефонии и телеграфии (МККТТ).

Модулирующий сигнал в общем случае имеет сложную форму, и анализ процессов, происходящих в передатчике, затруднен. Многие задачи решаются просто, если считать, что модуляция производится одним тоном. Принимая это упрощение, ЧМ и ФМ сигналы будем представлять выражением

$$i = I \cos [\omega_0 t + m \sin \Omega t], \quad (8.1)$$

где ω_0 — средняя частота модулированного сигнала; Ω — частота модулирующего сигнала; m — коэффициент, называемый индексом модуляции.

Модуляция называется фазовой, если индекс модуляции m пропорционален амплитуде модулирующего сигнала U_{Ω} . Моду-

ляция называется частотной, если m пропорционален амплитуде и обратно пропорционален частоте модулирующего сигнала. Таким образом,

$$\left. \begin{array}{l} \text{для ФМ } m = k U_{\Omega} = \Delta \varphi; \\ \text{для ЧМ } m = k \frac{U_{\Omega}}{\Omega} = \frac{1}{\Omega} \Delta \omega, \end{array} \right\} \quad (8.2)$$

здесь k — коэффициент пропорциональности.

При обоих видах модуляции меняется частота колебаний. Мгновенное значение частоты найдем как производную фазы по времени:

$$\left. \begin{array}{l} \text{для ФМ } \omega = \frac{d\varphi}{dt} = \frac{d}{dt} [\omega_0 t + \Delta \varphi \sin \Omega t] = \\ = \omega_0 + \Delta \varphi \Omega \cos \Omega t; \\ \text{для ЧМ } \omega = \frac{d\varphi}{dt} = \frac{d}{dt} \left[\omega_0 t + \frac{\Delta \omega}{\Omega} \sin \Omega t \right] = \\ = \omega_0 + \Delta \omega \cos \Omega t. \end{array} \right\} \quad (8.3)$$

Из этих выражений видно, что при неизменной амплитуде модулирующего сигнала девиация частоты при частотной модуляции неизменна, а при фазовой — увеличивается пропорционально частоте модулирующего сигнала или, как принято говорить, увеличивается со скоростью 6 дБ на октаву.

Отсюда вытекает возможность получения частотной модуляции двумя методами: с помощью частотного модулятора (прямой метод) и с помощью фазового модулятора (косвенный метод). В первом случае модулятор представляет собою автогенератор, частота колебаний которого изменяется (модулируется) в соответствии с передаваемым (модулирующим) сигналом (рис. 8.1а).

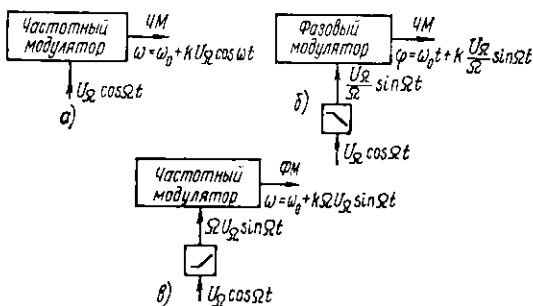


Рис. 8.1

Во втором случае модулирующий сигнал подается на вход фазового модулятора через четырехполосник, который уменьшает амплитуду модулирующего сигнала пропорционально частоте (6 дБ на октаву). По этой причине на выходе фазового модуля-

тора создается сигнал не с фазовой модуляцией, а с частотной (рис. 8.1б). Аналогично сигнал с фазовой модуляцией может быть получен прямым и косвенным методами. При косвенном методе используется частотный модулятор, а модулирующий сигнал предварительно корректируется с помощью четырехполюсника, который производит подъем характеристики в области высоких частот со скоростью 6 дБ на октаву (рис. 8.1в).

При модуляции одним тоном спектры ФМ и ЧМ колебаний линейчатые, содержат составляющую средней частоты ω_0 и множество составляющих боковых частот $(\omega_0 \pm p\Omega)$, $p=1, 2, 3, \dots$. Амплитуды составляющих боковых частот пропорциональны функциям Бесселя первого рода $J_p(m)$ порядка p от аргумента m :

$$i = \cos [\omega_0 t + m \sin \Omega t] = J_0(m) \cos \omega_0 t + \sum_{p=1}^{\infty} J_p(m) [\cos (\omega_0 + p \Omega) t + (-1)^p \cos (\omega_0 - p \Omega) t]. \quad (8.4)$$

Спектры сигналов при $m=1$ и $m=8$ представлены на рис. 8.2 в качестве примера. Характер зависимости функций Бесселя от аргумента представлен графиками на рис. 8.3. Отметим, что функ-

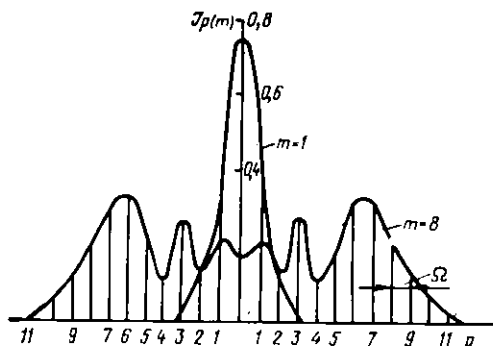


Рис. 8.2

ция $J_0(m)$ проходит через нуль при $m \approx 2,4; 5,5; 8,6; \dots$. Отсюда следует, что составляющая спектра с частотой ω_0 в модулированном сигнале может отсутствовать. По этой причине частоту ω_0 называют средней или центральной частотой ЧМ сигнала, а не несущей, как ее называют в спектре АМ колебаний. Амплитуды боковых составляющих возрастают (немонотонно) с ростом номера p , до-

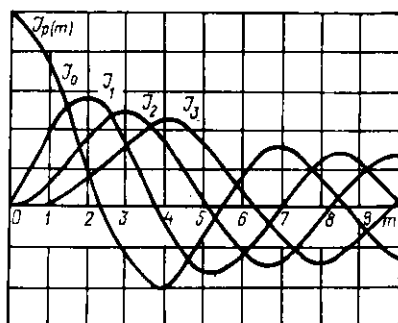


Рис. 8.3

стигают максимума при $p \approx t$ и монотонно быстро убывают, стремясь к нулю, когда $p > t$ (см. рис. 8.2).

При определении ширины полосы частот, занимаемой ЧМ сигналом, необходимо условиться о минимальном уровне, который имеют еще учитываемые составляющие спектра. При технических расчетах принято учитывать составляющие, амплитуды которых равны или больше 1% амплитуды немодулированного сигнала. Полоса частот при этом рассчитывается по формуле

$$P = 2(m + \sqrt{m} + 1)F. \quad (8.5)$$

При расчете полосы частот следует учитывать, что в передатчиках с ЧМ применяется предварительная коррекция, состоящая в значительном подъеме характеристики в области высших частот модулирующего сигнала. Вследствие этого максимальная девиация частоты может появиться на самых высоких модулирующих частотах.

Так как амплитуда ЧМ и ФМ колебаний неизменна, к форме амплитудной характеристики усилителя не предъявляется специальных требований — она может быть и нелинейной. Амплитудно-частотная характеристика должна быть равномерной, а фазо-частотная — линейной в полосе частот, которая определена выражением (8.5). Невыполнение этих требований влечет за собой появление искажений передаваемого сигнала, которые на приемной стороне одноканальных систем связи будут проявлять себя как амплитудно-частотные и нелинейные искажения, а в многоканальных вызовут переходные помехи между каналами.

В передатчиках ЧМ и ФМ часто применяются умножители и делители частоты. В модулированном сигнале, после прохождения его через умножитель с кратностью умножения k , в k раз возрастают средняя частота ω_0 , индекс модуляции m и девиация частоты $\Delta\omega$. Таким образом, умножитель частоты производит углубление модуляции. Чтобы не возникали искажения, умножитель должен иметь равномерную амплитудно-частотную и линейную фазо-частотную характеристики. Поэтому в современных передатчиках, когда хотят получить малые искажения, избегают пользоваться умножителями частоты с большой кратностью умножения.

В делителях частоты происходит понижение средней частоты ω_0 , индекса модуляции m и девиации частоты $\Delta\omega$ в n раз. Делители применяются в передатчиках ЧМ в системах автоподстройки частоты.

8.2. Выбор эквивалентной схемы частотного модулятора.

Вывод основных расчетных формул

Современный частотный модулятор обычно представляет собою транзисторный LC-автогенератор, частота которого изменяется под действием модулирующего напряжения с помощью варикапа. Упрощенная схема модулятора представлена на рис. 8.4. На этой схеме показаны только реактивные сопротивления, от которых в основном зависит частота колебаний, возникающих в автогенераторе. Элементы C_1 , C_2 , C_3 , L_3 образуют колебательный контур трехточечного автогенератора, необходимость их включения уже рассматривалась в гл. 4. Конденсатор C_4 для тока ВЧ включен последовательно с варикапом. Включается конденсатор для того,

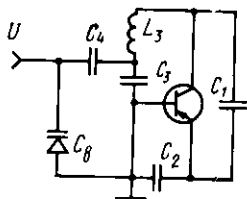


Рис. 8.4

чтобы постоянные напряжения на варикапе и коллекторе транзистора можно было выбирать различными, не зависящими одно от другого. От выбора емкости конденсатора зависит частота колебаний, поэтому учет его влияния необходим.

При исследовании модулятора будем считать, что изменения емкости варикапа происходят не слишком быстро и в контуре автогенератора всегда успевает установиться стационарный режим. В [8.1] показано, что если последнее условие не выполняется, то возникают нелинейные искажения передаваемого сигнала, обусловленные процессом установления колебаний. Искажения по второй гармонике при этом получаются наибольшими и оцениваются коэффициентом $K_2 = (7/16) (\Delta f^2 / f_0^2)$, где Δf , F и f_0 — девиация частоты, частота модулирующего сигнала и средняя частота модулированного сигнала соответственно. Из расчета по этой формуле следует, что во всех современных передатчиках с ЧМ искажения такого типа малы и могут не учитываться. В вещательных передатчиках с ЧМ, например, обычно $\Delta f / f_0 \leq 1,5 \cdot 10^{-3}$, $F / f_0 \leq 1,5 \cdot 10^{-3}$, и из расчета по формуле следует, что $K_2 \leq 1,6 \cdot 10^{-7}$.

Зависимость частоты колебаний ω от модулирующего напряжения e описывается системой уравнений

$$C_B = f_1(e) = C_n [\varphi_K / (\varphi_K + e)]^n; \quad (8.6a)$$

$$C = f_2(C_B) = \{ (C_B + C_4) / [C_B (C_3 + C_4) + C_3 C_4] + 1/C_1 + 1/C_2 \}^{-1}; \quad (8.6б)$$

$$\omega = f_3(C) = 1/\sqrt{LC}. \quad (8.6в)$$

Уравнение (8.6a) определяет характеристику варикапа. Емкость C_B называется барьерной. Она проявляет себя при запертом варикапе, а ее величина зависит от толщины запирающего слоя, свободного от зарядов. С увеличением запирающего напряжения, приложенного к варикапу, толщина запирающего слоя увеличивается, а барьерная емкость уменьшается. C_n начальная емкость варикапа, которую он имеет, когда внешнее напряжение e равно нулю; φ_K — контактная разность потенциалов, обычно равная (0,3 ... 0,5) В; n — показатель степени, зависящий от типа варикапа.

Уравнение (8.6б) устанавливает зависимость полной емкости колебательного контура C от C_B . Уравнение (8.6в) — это формула Томсона для определения резонансной частоты контура. Использование этой формулы означает, что рассматривается случай, когда, во-первых, в автогенераторе выполняются все условия, при которых частота колебаний автогенератора близка к резонансной частоте контура (см. гл. 4); во-вторых, активные потери в контуре малы и резонансная частота может определяться без их учета.

Нахождение интересующей нас зависимости $\omega = f(e)$ возможно путем подстановки уравнений (8.6a, б) в уравнение (8.6в). Напряжение на варикапе представим выражением

$$e = E_T + \Delta e, \quad (8.7)$$

где E_T — напряжение смещения, соответствующее телефонной точке модуляционной характеристики; Δe — мгновенное значение переменной составляющей напряжения.

Вводя нормированную величину переменной составляющей напряжения, на варикапе x и емкость варикапа в телефонной точке C_T :

$$x = \Delta e / (\varphi_K + E_T); C_T = C_H [\varphi_K / (\varphi_K + E_T)]^n \quad (8.8)$$

приведем уравнение (6.8а) к виду

$$C_B = C_H [\varphi_K / (\varphi_K + E_T) (1 + \Delta e / (\varphi_K + E_T))]^n = C_T (1 + x)^{-n}. \quad (8.9)$$

Решая систему уравнений (8.6) и разлагая полученное выражение в ряд по степеням x , получим

$$\begin{aligned} \omega &= f_3 \{f_2 [f_1(x)]\} = (E/LC_T)^{1/2} = \omega_0 + \omega'_0 x + \\ &+ (1/2) \omega''_0 x^2 + (1/6) \omega'''_0 x^3 + \dots; \end{aligned} \quad (8.10)$$

$$\begin{aligned} \omega_0 &= \sqrt{E_0/LC_T}; \quad \omega'_0 = 0,5 n \omega_0 / E_0 B_0^2; \\ \omega''_0 &= -0,5 n (\omega_0 / E_0 B_0^2) [n/2 E_0 B_0^2 + 2 n C_3 / B_0 C_T + 1 - n]; \\ \omega'''_0 &= 0,5 n (\omega_0 / E_0 B_0^2) [3 n^2 / 4 E_0^2 B_0^4 + 3 C_3 / E_0 B_0^3 C_T + \\ &+ 3 n (1 - n) / 2 E_0 B_0^2 + 6 n^2 C_3^2 / B_0^2 C_T^2 + 6 n (1 - n) C_3 / B_0 C_T + \\ &+ (1 - n) (2 - n)]. \end{aligned} \quad (8.11)$$

$$\begin{aligned} E &= \frac{C_T / C_4 + (1+x)^n}{1 + C_3 / C_4 + C_3 (1+x)^n / C_T} + C_T / C_1 + C_T / C_2; \\ E_0 &= (1 + C_T / C_4) / B_0 + C_T / C_1 + C_T / C_2; \\ B_0 &= 1 + C_3 / C_4 + C_3 / C_T. \end{aligned}$$

Переменное напряжение, действующее на варикапе, содержит составляющие высокой и низкой частот:

$$x = [U_\omega / (\varphi_K + E_T)] \cos \omega t + [U_\Omega / (\varphi_K + E_T)] \cos \Omega t. \quad (8.12)$$

Подставляя это выражение в (8.10) и отбрасывая высокочастотные составляющие, после несложных преобразований получаем

$$\begin{aligned} \omega &= \omega_0 (1 + K_0) + \Delta \omega \cos \Omega t + K_2 \Delta \omega \cos 2 \Omega t + \\ &+ K_3 \Delta \omega \cos 3 \Omega t + \dots, \end{aligned} \quad (8.13)$$

где

$$\left. \begin{aligned} \Delta \omega &= 0,5 (n \omega_0 / E_0 B_0^2) [U_\Omega / (\varphi_K + E_T)]; \\ K_0 &= 0,25 (\omega'_0 / \omega_0) \{ [U_\omega / (\varphi_K + E_T)]^2 + \\ &+ [U_\Omega / (\varphi_K + E_T)]^2 \}; \\ K_2 &= 0,25 [1 + 4 (C_3 / C_T) E_0 B_0 + \\ &+ 2 (1/n - 1) E_0 B_0^2] (\Delta \omega / \omega_0); \\ K_3 &= (1/24) [3 + 12 (C_3 / C_T) E_0 B_0 + \\ &+ 6 (1/n - 1) E_0 B_0^2 + 24 (C_3 / C_T)^2 E_0^2 B_0^2 + \\ &+ 24 (1/n - 1) (C_3 / C_T) E_0^2 B_0^3 + 4 (1/n - \\ &- 1) (2/n - 1) E_0^2 B_0^4] (\Delta \omega / \omega_0)^2. \end{aligned} \right\} \quad (8.14)$$

Из выражений (8.13) и (8.14) следует, что при модуляции возникают нежелательные явления двух типов: происходит сдвиг средней частоты, который оценивается коэффициентом K_0 , и возникают нелинейные искажения, которые оцениваются коэффициентами гармоник K_2 , K_3 и т. д. Отметим, что коэффициенты гармоник высоких порядков (K_4 , K_5 , ...) малы и не рассчитываются.

Коэффициент сдвига частоты K_0 , как видно из второй формулы (8.14), зависит от амплитуд напряжений высокой частоты U_ω и низкой частоты U_Ω . Если напряжение высокой частоты не модулировано по амплитуде, то сдвиг частоты, обусловленный наличием этого напряжения, постоянен и может быть скомпенсирован соответствующей настройкой колебательного контура. Сдвиг частоты, обусловленный наличием модулирующего напряжения низкой частоты, непрерывно изменяется и может быть уменьшен только линеаризацией модуляционной характеристики.

Чтобы выяснить зависимость искажений от параметров варикапа и других элементов модулятора, рассмотрим несколько простых схем. Пусть колебательный контур автогенератора состоит из катушки индуктивности и варикапа, как показано на рис. 8.5а. Для этой схемы формулы (8.14) остаются справедливыми, но в них надо положить $C_1 = C_2 = C_4 = \infty$; $C_3 = 0$; $E_0 = B_0 = 1$. При этом указанные формулы принимают вид

$$\begin{aligned}\Delta\omega &= 0,5 n \omega_0 U / (\varphi_K + E_T); \\ K_2 &= (1/4) (2/n - 1) (\Delta\omega/\omega_0); \\ K_3 &= (1/24) [1 - 6/n + 8/n^2] (\Delta\omega/\omega_0)^2.\end{aligned}$$

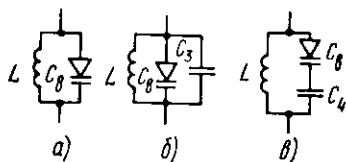


Рис. 8.5

Из приведенных формул следует, что величина искажений зависит от показателя степени n , который характеризует тип варикапа. Выпускаются варикапы с плавным переходом, для которых $n \approx 1/3$, и с резким переходом, для которых $n \approx 1/2$. Очевидно, что лучшим типом являются последние. Еще лучшие результаты можно получить при использовании варикапов со сверхрезким переходом ($n = 1,5 \dots 3$), причем, как следует из приведенных выше формул, при $n = 2$ коэффициенты гармоник $K_2 = K_3 = 0$.

Рассмотрим случай, когда параллельно варикапу включен конденсатор постоянной емкости, как показано на рис. 8.5б. При этом формулы для $\Delta\omega$ и K_2 (8.14) принимают вид

$$\begin{aligned}\Delta\omega &= \frac{1}{2} n \omega_0 \frac{C_T}{C_T + C_3} \frac{U_\Omega}{\varphi_K + E_T}; \quad K_2 = \frac{1}{4} \left[2 \left(\frac{1}{n} + \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + 1 \right) \left(1 + \frac{C_3}{C_T} \right) - 3 \right] \frac{\Delta\omega}{\omega_0}.\end{aligned}$$

Величины K_0 и K_3 при желании могут быть определены по обобщенным формулам (8.14). Из приведенных формул видно, что включение конденсатора постоянной емкости C_3 параллельно варикапу уменьшает крутизну модуляционной характеристики и увеличивает искажения. Практически емкость C_3 всегда существует. Так, параллельно варикапу может быть включена емкость между выводами транзистора или других деталей, иногда включают специальный конденсатор C_3 для стабилизации частоты автогенератора. Температурный коэффициент емкости варикапа велик, $\alpha = (2 \dots 5) \cdot 10^{-4}$ и включение стабильного конденсатора C_3 уменьшает уход частоты, связанные с изменениями температуры.

Для уменьшения нелинейных искажений емкость C_3 должна выбираться возможно меньшей. Если емкость C_3 задана, искажения могут быть уменьшены пу-

тем увеличения емкости варикапа в телефонной точке C_T . Этого можно добиться выбором варикапа с большей номинальной емкостью, а также уменьшением запирающего смещения E_T .

Пусть теперь конденсатор постоянной емкости C_4 включен последовательно с варикапом, как показано на рис. 8.5в. В этом случае

$$\Delta\omega = \frac{1}{2} n\omega_0 \frac{C_4}{C_T + C_4} \frac{U_\Omega}{\varphi_K + E_T}; K_2 = \frac{1}{4} \left[1 + 2 \left(\frac{1}{n} - 1 \right) \left(1 + \frac{C_T}{C_4} \right) \right] \frac{\Delta\omega}{\omega_0}.$$

Отсюда следует, что конденсатор C_4 , включенный последовательно с варикапом, также увеличивает искажения. В отличие от емкости при параллельном включении, емкость последовательно включенного конденсатора целесообразно увеличивать.

Возвращаясь к схеме рис. 8.4, отметим, что транзистор и элементы колебательного контура $C_1 C_2 C_3 L_3$ выбираются как элементы трехточечного автогенератора. Если есть возможность, то для снижения искажений целесообразно емкости конденсаторов C_1 и C_2 , как включенные последовательно с варикапом, выбирать большими, а емкость конденсатора C_3 , как включенную параллельно варикапу, — возможно меньшей.

При выборе режима варикапа необходимо знать напряжение высокой частоты U_ω , которое действует на варикапе. Для определения напряжения рекомендуется упростить эквивалентную схему, как показано на рис. 8.6. Напряже-

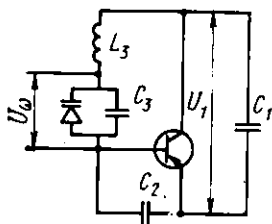


Рис. 8.6

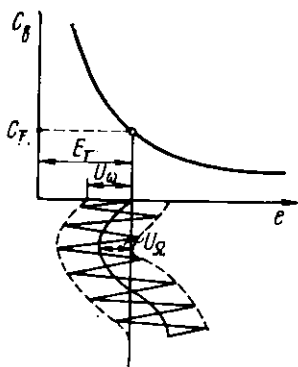


Рис. 8.7

нием U_1 , показанным на этой схеме, можно задаться либо его получить из расчета режима автогенератора. Когда все емкости выбраны, напряжение на варикапе находим из выражения $U_\omega = U_1 C_1 / (C_T + C_3)$.

Максимальное напряжение низкой частоты U_Ω , которое можно подать на варикап, должно быть таким, чтобы варикап всегда оставался в запертом состоянии (см. рис. 8.7), т. е. должно выполняться условие $E_T > (U_\omega + U_\Omega)$.

8.3. Коррекция модуляционной характеристики

К модулятору, частотному или фазовому, и к передатчику в целом предъявляется требование линейности модуляционной характеристики. Степень нелинейности оценивается коэффициентами гармоник или неравномерностью дифференциальной модуляционной характеристики. При ЧМ модуляционной характеристикой называется зависимость $\Delta\omega_M = f(e)$, дифференциальной —

$\frac{d}{de} (\Delta\omega)_M = f(e)$. Во многих случаях искажения не удается сделать приемлемо малыми путем подбора типа и режима варикапа, а также параметров других элементов модулятора. В этих случаях возникает необходимость коррекции (линеаризации) модуляционной характеристики. Ограничимся рассмотрением двух методов: коррекции с помощью включения частотнозависимого сопротивления и коррекции искажений при использовании двухтактного частотного модулятора.

1. Коррекция с помощью включения частотнозависимого сопротивления. Для уяснения принципа коррекции возвратимся к системе уравнений (8.6). В этой системе нелинейное уравнение (8.6в) задано тем, что выбран генератор типа LC . В уравнении (8.6а) путем выбора типа варикапа можно изменять показатель степени n . Форма кривой $C_n = f_1(e)$ при этом несколько изменится, однако в очень небольших пределах. При любых значениях n уравнение (8.6а) остается нелинейным. Уравнение (8.6б) в общем случае также нелинейно. Форму кривой $C = f_2(C_n)$ можно менять в широких пределах путем включения параллельно варикапу или последовательно с ним различных типов добавочных частотнозависимых сопротивлений. Ранее было показано, что включение конденсаторов постоянной емкости параллельно или последовательно с варикапом меняет форму модуляционной характеристики. Однако эти изменения вызывают дополнительное искривление модуляционной характеристики и увеличение искажений. Остается выяснить, какое сопротивление надо включать или, что то же самое, какой характер должно иметь уравнение (8.6б), чтобы модуляционная характеристика $\Delta\omega_M = f(e)$ становилась более линейной.

Уравнение (8.6б) путем подстановки в него выражения (8.9) можно представить в виде ряда

$$1/C = (1/C_T) [E_0 + E'_0 x + 0,5 E''_0 x^2 + \dots], \quad (8.15)$$

где

$$\left. \begin{aligned} E'_0 &= n/B_0^2; & E''_0 &= (n/B_0^2) [n-1-2(C_3/C_T)(n/B_0)]; \\ E'''_0 &= (n/B_0^2) [(n-1)(n-2)-6(C_3/C_T)(n(n-1)/B_0) + \\ &+ 6(C_3/C_T)^2 (n/B_0^2)]; \end{aligned} \right\} \quad (8.16)$$

E_0, B_0 определены в (8.11).

Полагая, что в результате включения корректирующего сопротивления модуляционная характеристика вблизи точки $x=0$ стала линейной $\Delta\omega/\omega_0 = Sx$ (S — крутизна модуляционной характеристики), уравнение (8.15) перепишем в следующем виде:

$$\begin{aligned} 1/C &= (1/C_T) [E_0 + (E'_0/S) (\Delta\omega/\omega_0) + \\ &+ 0,5 (E''_0/S^2) (\Delta\omega/\omega_0)^2 + \dots]. \end{aligned} \quad (8.17)$$

Реактивную составляющую корректирующего сопротивления также представим в виде ряда

$$X_{\text{кор}} = \text{Im}(\dot{Z}_{\text{кор}}) = \alpha_0 + \alpha_1 \Delta\omega + \alpha_2 \Delta\omega^2 + \dots \quad (8.18)$$

Коэффициенты этого ряда нам пока не известны, и задача состоит в том, чтобы найти их. Ограничимся рассмотрением случая, когда корректирующее сопротивление $Z_{\text{кор}}$ включается последовательно с катушкой индуктивности (рис. 8.8а). Формула для опре-

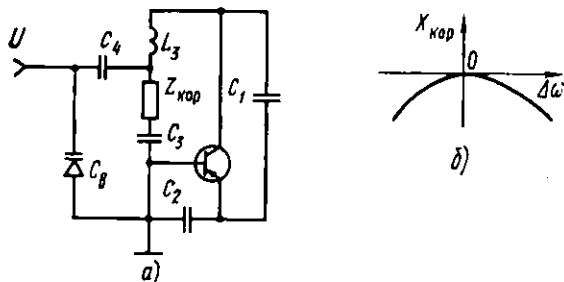


Рис. 8.8

деления резонансной частоты контура в этом случае принимает вид

$$(\omega_0 + \Delta\omega)^2 L_3 - \frac{1}{C_T} \left[E_0 + \frac{E'_0}{S} \frac{\Delta\omega}{\omega_0} + \frac{1}{2} \frac{E''_0}{S^2} \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0} \right)^2 + \dots \right] + (\omega_0 + \Delta\omega) (\alpha_0 + \alpha_1 \Delta\omega + \dots) = 0.$$

Приравнявая нулю коэффициенты при одинаковых степенях $\Delta\omega$, получаем

$$\left. \begin{aligned} \omega_0^2 L_3 - E_0/C_T + \alpha_0 \omega_0 &= 0; \\ 2 \omega_0 L_3 - E'_0/C_T S \omega_0 + \alpha_1 \omega_0 + \alpha_0 &= 0; \\ L_3 - \frac{E''_0}{2 C_T S^2 \omega_0^2} + \alpha_2 \omega_0 + \alpha_1 &= 0; \\ - \frac{E'''_0}{6 C_T S^3 \omega_0^3} + \alpha_3 \omega_0 + \alpha_2 &= 0. \\ \dots \dots \dots \end{aligned} \right\} \quad (8.19)$$

Эта бесконечная система уравнений может решаться по-разному. Ограничимся рассмотрением простейшего решения, при котором выполняются два условия: 1) корректирующее сопротивление не изменяет средней частоты автогенератора и после включения корректирующего сопротивления она остается такой же, какой была до его включения; 2) не меняется крутизна модуляционной характеристики вблизи точки $\Delta\omega=0$; она остается такой же, ка-

кой была до коррекции. При выполнении этих условий решение имеет следующий вид:

$$\begin{aligned}\alpha_0 &= \alpha_1 = 0; \quad \alpha_2 = (E_0/C_T \omega_0^3) [2E_0 E_0'' B_0^4/n^2 - 1]; \\ \alpha_3 &= (E_0/C_T \omega_0^4) [4E_0^2 B_0^6 E_0''' / 3n^3 - 2E_0 B_0^4 E_0'' / n^2 + 1].\end{aligned}\quad (8.20)$$

Следующие невыписанные уравнения системы, вместо которых в (8.19) стоит многоточие, не будут удовлетворены. Поэтому искажения высоких порядков (4-го, 5-го и т. д.) не будут компенсироваться. Однако они малы и практически не влияют на качество передачи.

Согласно полученным формулам при использовании варикапов с плавным или резким переходом зависимость $X_{кор} = f(\omega)$ должна иметь вид кривой, представленной на рис. 8.8б. Реализация сопротивления требуемого характера возможна с помощью двухполюсника, схема которого представлена на рис. 8.9а. Реактивная составляющая сопротивления этого двухполюсника определяется выражением

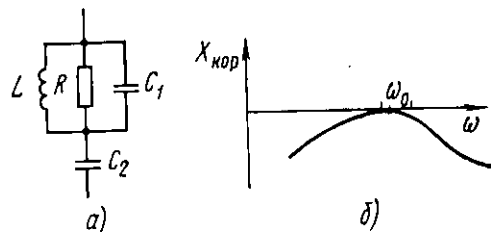


Рис. 8.9

$$\begin{aligned}X_{кор} &= \frac{L^2(1+\epsilon)\omega^4 - 2(L/C_1)\sqrt{1+\epsilon}\omega^3 + 1/C_1^2}{\omega C_2[L^2\omega^4 - (L/C_1)(2\sqrt{1+\epsilon} - \epsilon)\omega^3 + 1/C_1^2]} = \\ &= X_0 + X_0' \Delta\omega + \frac{1}{2} X_0'' \Delta\omega^2 + \dots\end{aligned}\quad (8.21)$$

Здесь основные обозначения взяты из рис. 8.9а, кроме того,

$$\left. \begin{aligned}\epsilon &= C_1/C_2; \quad R^2 = L/C_1(\epsilon + 2 - 2\sqrt{1+\epsilon}); \quad X_0 = X_0' = 0; \\ \omega_0^2 &= 1/LC_1\sqrt{1+\epsilon}; \quad X_0'' = -i4(1+\epsilon)/\omega_0^3 \epsilon C_2(1 - \sqrt{1+\epsilon} - 1); \\ X_0''' &= i6(1+\epsilon)(1 - \sqrt{1+\epsilon} - 2)/\omega_0^4 \epsilon C_2(1 - \sqrt{1+\epsilon} - 1)^2.\end{aligned}\right\}\quad (8.22)$$

При выполнении условий (8.22) зависимость $X_{кор} = f(\omega)$ имеет вид кривой, представленной на рис. 8.9б, и небольшой ее участок вблизи точки $\omega = \omega_0$ можно совместить с требуемой кривой, представленной на рис. 8.8. Для компенсации искажений второго и третьего порядков надо потребовать совпадения коэффициентов при одинаковых степенях $\Delta\omega$ в рядах (8.18) и (8.21). Отсюда получаем

$$\alpha_2 = X_0''/2; \quad \alpha_3 = X_0''' / 6.\quad (8.23)$$

Обычно одновременно выполнение обоих условий (8.23) оказывается невозможным. Поэтому корректирующее сопротивление рассматриваемого типа рекомендуется использовать для компенсации искажений второго порядка, когда искажения третьего по-

рядка достаточно малы и без компенсации. В частотных модуляторах для многоканальных передатчиков, когда девиация частоты достигает нескольких мегагерц, а допустимые коэффициенты гармоник должны быть меньше 0,1%, возникает необходимость компенсации искажений третьего порядка. Искажения второго порядка при этом компенсируются путем применения модулятора, построенного по двухтактной схеме.

2. Компенсация искажений в двухтактном модуляторе. Рассмотренные схемы частотных модуляторов с одним автогенератором могут быть названы одноктактными. Они применяются при относительно небольших девиациях частоты, обычно при $\Delta f/f_0 \leq 0,01$. Модуляторы с большей девиацией частоты при необходимости получения малых искажений строятся по схеме, которая получила название двухтактной. Двухтактный частотный модулятор состоит из двух одноктактных модуляторов, ЧМ₁ и ЧМ₂ (рис. 8.10), и преобразователя частоты ПрЧ. Модуляторы работают на

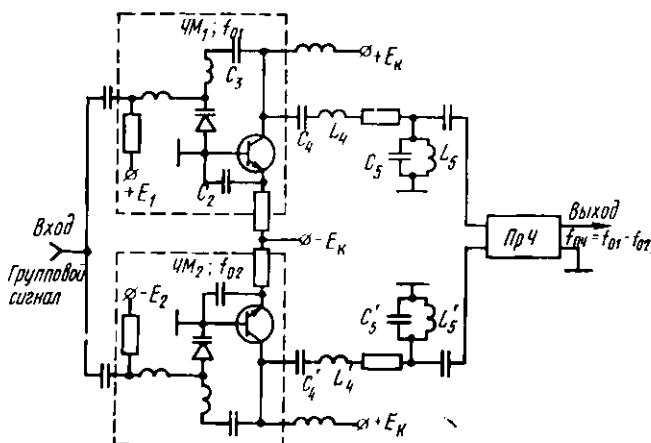


Рис. 8.10

разных частотах: f_{01} и f_{02} . На выходе преобразователя выделяется сигнал промежуточной разностной частоты $f_{ПЧ} = f_{01} - f_{02}$. На входы обоих модуляторов подается один и тот же модулирующий сигнал. Однако когда модулирующий сигнал в одном из модуляторов вызывает повышение частоты, в другом, благодаря противофазному включению варикапов, показанному на рис. 8.10, происходит понижение частоты. Для определения девиации частоты в модуляторах Δf_1 и Δf_2 можно написать следующие выражения:

$$\left. \begin{aligned} \Delta f_1 &= f_{01} \left[a_1 \frac{\Delta e}{E_1} + a_2 \left(\frac{\Delta e}{E_1} \right)^2 + \dots \right]; \\ \Delta f_2 &= f_{02} \left[b_1 \frac{-\Delta e}{E_2} + b_2 \left(\frac{-\Delta e}{E_2} \right)^2 + \dots \right]. \end{aligned} \right\} \quad (8.24)$$

В этих выражениях $a_1, a_2, \dots, b_1, b_2 \dots$ — коэффициенты, зависящие от крутизны и формы модуляционных характеристик двух модуляторов; E_1 и E_2 — напряжения смещения на варикапах; Δe — мгновенное значение модулирующего напряжения. Знак «минус» во второй строке учитывает противофазное включение варикапов. Очевидно, что для компенсации искажений второго порядка надо выполнить условие

$$f_{01} a_2 / E_1^2 = f_{02} b_2 / E_2^2. \quad (8.25)$$

Компенсация искажений третьего порядка производится с помощью корректирующих четырехполосников $C_4 L_4 - C_5 L_5$ и $C'_4 L'_4 - C'_5 L'_5$. Каждый из них трансформирует сопротивление нагрузки в частотнозависимое комплексное сопротивление, реактивная часть которого изменяет баланс фаз автогенератора и, таким образом, влияет на модуляционную характеристику модулятора [8.2]. При соответствующей настройке четырехполосников (при этом оба контура каждого четырехполосника имеют резонансные частоты ниже рабочих частот автогенераторов) происходит компенсация искажений по третьей гармонике в достаточно широкой полосе частот.

Сравнивая двухтактный частотный модулятор с двухтактным усилителем, отметим, что в двухтактном усилителе возможно подавление искажений всех четных порядков. Здесь же возможно подавление искажений только одного четного порядка, практически выбирают второй порядок.

В заключение отметим достоинства двухтактной схемы. Они состоят в следующем: 1) если выбрать частоты f_{01} и f_{02} высокими, то уменьшается относительная девиация частоты в каждом модуляторе и вследствие этого происходит уменьшение искажений всех порядков; 2) почти вдвое снижается максимальная девиация частоты в каждом модуляторе; это также уменьшает искажения всех порядков; 3) благодаря применению двухтактной схемы почти полностью компенсируются искажения второго порядка.

8.4. Стабилизация средней частоты в передатчиках с ЧМ

Чтобы удовлетворить существующие требования к стабильности средней частоты, в современных передатчиках с ЧМ используют следующие методы ее стабилизации.

1. Применяются фазовые модуляторы с устройствами преобразования фазовой модуляции в частотную. Частота в возбuditеле передатчика при этом стабилизируется кварцем.

2. В качестве частотного модулятора используется управляемый по частоте кварцевый автогенератор. Стабильность частоты кварцевого автогенератора при этом понижается, но она все еще остается достаточной для некоторых типов современных передатчиков.

3. В частотных модуляторах применяются стабилизированные источники питания, термокомпенсация с использованием терморезисторов, термостатирование.

4. Частотная модуляция в передатчике производится на пониженной промежуточной частоте. Соответствующая схема дана на рис. 8.11. В передатчике, построенном по этой схеме, относитель-

ная нестабильность частоты выходного сигнала, как показано в гл. 4, определяется формулой

$$\varepsilon = \varepsilon_0 + \varepsilon_{\text{ПЧ}} f_{\text{ПЧ}} / f_0, \quad (8.26)$$

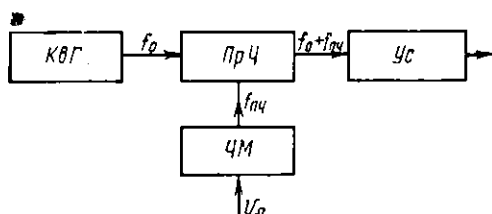


Рис. 8.11

где f_0 , ε_0 — соответственно частота кварцевого генератора и ее относительная нестабильность; $f_{\text{ПЧ}}$, $\varepsilon_{\text{ПЧ}}$ — промежуточная частота и ее относительная нестабильность. Промежуточная частота не стабилизирована кварцем, поэтому $\varepsilon_{\text{ПЧ}}$ не мала, но $f_{\text{ПЧ}} / f_0 \ll 1$.

5. Применяется система частотной автоподстройки. Структурная схема системы ЧАП представлена на рис. 8.12. На этой схеме 1 — автогенератор, средняя частота которого стабилизируется системой ЧАП; 6 — кварцевый генератор, работающий на частоте $f_{\text{кв}}$; 5 — преобразователь частоты, на выходе которого выделяется сигнал частоты $f_{\text{ПЧ}} = f - f_{\text{кв}}$; 4 — усилитель; 2 — ФНЧ; 3 — частотный дискриминатор и варикапы; один используется для модуляции информационным сигналом U_{Ω} , другой — для автоподстройки.

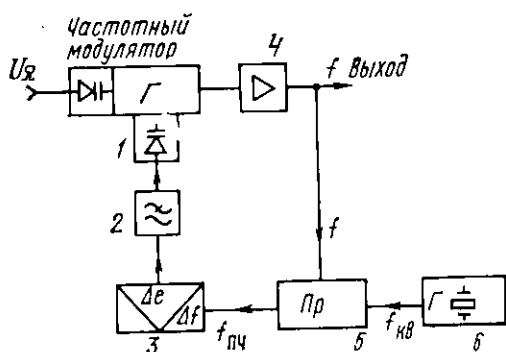


Рис. 8.12

Дискриминатор представляет собой устройство, сравнивающее частоту сигнала, который поступает на его вход, с некоторой опорной частотой. Если сравниваемые частоты различны, на выходе дискриминатора появляется сигнал ошибки.

На рис. 8.13а представлена характеристика дискриминатора $e_{\text{диск}} = f(\Delta f)$ (Δf — уход частоты подстраиваемого генератора от номинального

значения). Если $\Delta f = 0$, то напряжение на выходе дискриминатора отсутствует; если $\Delta f \neq 0$, то на выходе дискриминатора появляется напряжение ошибки $e_{\text{диск}}$, знак и величина которого зависят от знака и величины расстройки. Напряжение с выхода дискриминатора через ФНЧ подается на варикап с таким знаком, чтобы оно уменьшало расстройку Δf . Характеристика варикапа

$\Delta f = f(e)$ представлена на рис. 8.13б. Чтобы найти установившийся режим в кольце ЧАП, надо совместить характеристику варикапа с характеристикой дискриминатора, как это сделано на рис. 8.13в.

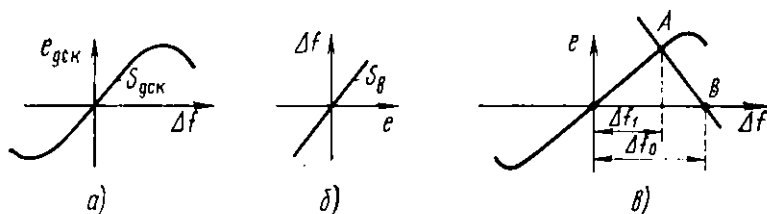


Рис. 8.13

Пусть под влиянием дестабилизирующих факторов в подстраиваемом генераторе возникла начальная расстройка Δf_0 . Эта расстройка вследствие действия систем будет сведена до величины Δf_1 , соответствующей точке пересечения характеристик А. Таким образом, система ЧАП уменьшает начальную расстройку Δf_0 до величины Δf_1 , которую называют остаточной. Можно показать [8.7], что коэффициент стабилизации $K_{ст}$ определяется выражением

$$K_{ст} = \Delta f_0 / \Delta f_1 = 1 + S_{дск} S_{в}, \quad (8.27)$$

где $S_{дск}$, $S_{в}$ — крутизны характеристик дискриминатора и варикапа.

Нестабильность частоты подстраиваемого генератора определяется выражением

$$\begin{aligned} \frac{\Delta f}{f} &= \frac{1}{f} \left[\frac{\Delta f_0}{K} + \Delta f_{дск} + \Delta f_{кв} \right] = \frac{\Delta f_0}{f} \frac{1}{K} + \\ &+ \frac{\Delta f_{дск}}{f_{ПЧ}} \frac{f_{ПЧ}}{f} + \frac{\Delta f_{кв}}{f_{кв}} \frac{f_{кв}}{f}. \end{aligned} \quad (8.28)$$

В этом выражении $\Delta f_{кв}/f_{кв}$ — относительная нестабильность частоты кварцевого генератора, она может быть сделана малой; $\Delta f_{дск}/f_{ПЧ}$ — относительная нестабильность средней частоты дискриминатора. Чтобы сделать ее малой, следует стабилизировать параметры дискриминатора. Кроме того, выгодно выбирать низкую промежуточную частоту, чтобы уменьшить отношение $f_{ПЧ}/f$; $\Delta f_0/f$ — относительная начальная расстройка подстраиваемого генератора. Для ее уменьшения частота генератора стабилизируется обычными методами. Коэффициент стабилизации $K_{ст}$, определяющий, по существу, отрицательную обратную связь, выгодно увеличивать для уменьшения Δf_1 . Из-за опасности самовозбуждения допустимо иметь $K \leq 100$.

Система частотной автоподстройки (ЧАП) помимо стабилизации средней частоты может вызывать нежелательные эффекты: уменьшение глубины модуляции полезным сигналом и, при недостаточной линейности характеристики дискриминатора, увеличение нелинейных искажений. Чтобы ослабить эти эффекты, на выходе дискриминатора включается ФНЧ, который задерживает все ча-

стоты, которые содержатся в спектре полезного модулирующего сигнала, и пропускает только очень низкие частоты, с какими может меняться частота подстраиваемого генератора под действием дестабилизирующих факторов.

6. Применяется система фазовой автоподстройки частоты (рис. 8.14). Основными элементами этого устройства являются: подстраиваемый автогенератор Γ с частотной модуляцией I , эталонный кварцевый генератор 7, два делителя частоты с коэффициентами деления n_1 и n_2 (5, 6), фазовый детектор 3, который преобразует разность фаз $\Delta\varphi$ сигналов, поступающих на его входы, в сигнал ошибки Δe . Принцип работы системы ФАПЧ рассматривался в гл. 4. Здесь отметим только, что в системе устанавливается стационарный режим

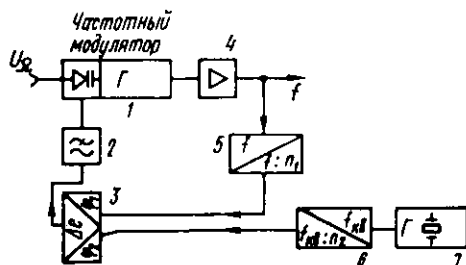


Рис. 8.14

на такой частоте f , при которой сигналы, поступающие на фазовый детектор, имеют равные частоты. Таким образом, система ФАПЧ обеспечивает работу подстраиваемого генератора с такой же нестабильностью частоты, как у эталонного кварцевого генератора.

Для нормальной работы фазового детектора необходимо, чтобы модулированный сигнал, подаваемый на один из его входов, имел небольшой индекс модуляции, при котором амплитуда средней составляющей ЧМ сигнала всегда была бы большой в сравнении с амплитудами боковых частот. Делитель частоты с коэффициентом деления n_1 и служит для получения ЧМ сигнала с указанным небольшим индексом.

Второй делитель с коэффициентом деления n_2 не является необходимым. Он используется для упрощения кварцевого генератора, который без этого делителя был бы низкочастотным.

Система ФАПЧ в сравнении с системой ЧАП обеспечивает более высокую стабильность средней частоты подстраиваемого генератора.

8.5. Передатчики низовой радиосвязи

Требования к передатчикам и их структурные схемы. Передатчики низовой радиосвязи с ЧМ и ФМ применяются для организации служебной и производственной связи в городах, на стройках, в колхозах и т. д. Передатчики этих типов маломощные, могут работать в помещениях и на открытом воздухе и в настоящее время изготавливаются полностью на полупроводниковых приборах. Параметры передатчиков должны удовлетворять требованиям ГОСТ. Основные требования, действующие в настоящее время, сведены в таблицу, в которой указаны допустимые значения параметров.

Выходная мощность	0,1 ... 50 Вт
Диапазоны частот	30 ... 50; 100 ... 180; 300 ... 360 МГц
Допустимая нестабильность частоты	$(5 ... 50) \cdot 10^{-6}$
Максимальная девиация частоты	5 ... 10 кГц

Полоса передаваемых частот	300...3400 Гц
Допустимые нелинейные искажения	7...15%
Предкоррекция (подъем высоких частот)	6 дБ/октаву

Структурная схема передатчика низовой радиосвязи, удовлетворяющего требованиям, приведенным в таблице, представлена на рис. 8.15а.

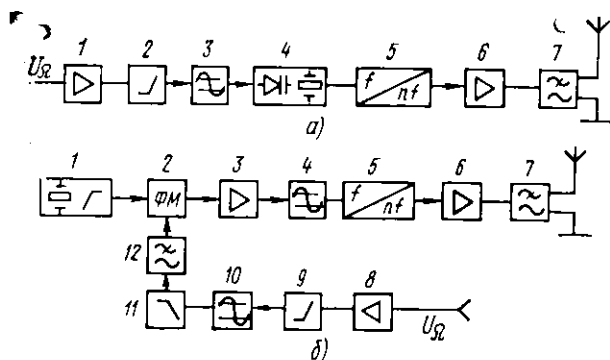


Рис. 8.15

Как известно из курса теории передачи сигналов, отношение сигнал/шум в линии радиосвязи с ЧМ пропорционально индексу модуляции $m = \Delta f / F$. Вследствие этого помехозащищенность линии уменьшается на высоких модулирующих частотах. Для исправления этого недостатка в передатчиках с ЧМ производится предварительная коррекция (предкоррекция) модулирующего сигнала, в четырехполюснике 2, состоящая в том, что в нем производится искусственный подъем характеристики в области высоких частот. Для того чтобы суммарная амплитудно-частотная характеристика передатчика и приемника была равномерной, на выходе приемника включается четырехполюсник послекоррекции, который компенсирует подъем характеристики, созданный в передатчике.

На рис. 8.15б представлена схема передатчика низовой радиосвязи с фазовым модулятором.

Применение в передатчике ФМ не противоречит требованиям ГОСТ, поскольку частотная модуляция с предкоррекцией модулирующего сигнала на 6 дБ/октаву как раз и является фазовой. Нуждается в пояснениях применение ограничителя амплитуды 10 с корректорами 9 и 11. Для увеличения помехозащищенности линии связи целесообразна компрессия динамического диапазона передаваемых речевых сигналов. Амплитудный ограничитель 10 и является простейшим типом компрессора. Но включение ограничителя создает искажения и приводит к уменьшению разборчивости речи. В теории разборчивости [8.3] показывается, что она может быть сохранена высокой, если перед ограничителем амплитуды производится равномерный подъем, а после ограничителя — такой же завал амплитудно-частотной характеристики тракта в (3...4) дБ/октаву. При этом без заметного уменьшения

разборчивости речи степень ограничения может достигать 20 дБ.

Сравнивая между собой передатчики, построенные по двум рассмотренным структурным схемам, можно заметить, что в передатчиках с фазовым модулятором стабильность частоты выше. В передатчиках с частотным модулятором число каскадов меньше, и поэтому они проще, имеют меньшие размеры.

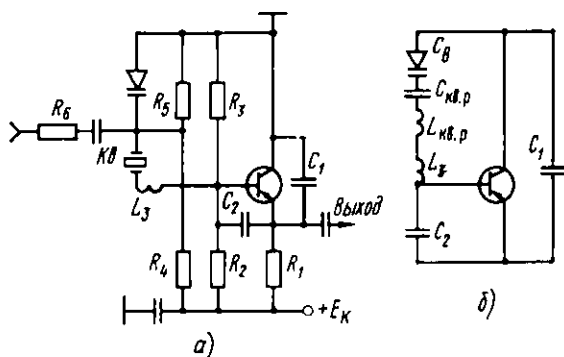


Рис. 8.16

Схема частотного модулятора. Принципиальная схема частотного модулятора для передатчиков низовой радиосвязи представлена на рис. 8.16а. На схеме элементы C_1 , C_2 , L_3 , кварцевый резонатор и варикап образуют колебательный контур транзисторного кварцевого автогенератора. Резисторы R_1 , R_2 , R_3 служат для получения автоматического смещения на базе транзистора. Смещение на варикап подается от делителя напряжения, составленного из резисторов R_4 , R_5 . Резистор R_6 и последовательно с ним включенный конденсатор являются блокировочными. С помощью этих элементов варикап защищают от шунтирующего влияния источника модулирующего сигнала.

Индуктивность L_3 выбирается такой, чтобы в автогенераторе возбуждались колебания на частоте, близкой к частоте последовательного резонанса кварцевого резонатора. Эквивалентная схема колебательного контура автогенератора представлена на рис. 8.16б. Кварцевый резонатор на ней показан упрощенно, он заменен последовательно включенными $L_{кв}$ и $C_{кв,р}$ (параметры кварцевого резонатора). Частотный модулятор с таким контуром является частным случаем модулятора, представленного на рис. 8.6, и все расчетные соотношения, полученные там, остаются справедливыми и для рассматриваемой схемы.

Емкость кварцевого резонатора $C_{кв}$ мала, она включена последовательно с варикапом, поэтому в таком модуляторе даже при небольшой девиации частоты ($\Delta f/f \leq 0,5 \cdot 10^{-3}$) возникают значительные нелинейные искажения ($K_2 \leq 10\%$). Для снижения искажений целесообразно использовать варикап с малой номинальной емкостью, применять последовательное включение двух варика-

пов и корректирование модуляционной характеристики с помощью катушки индуктивности, которая включается параллельно кварцевому резонатору.

Кварцевый резонатор возбуждается на основной резонансной частоте. Возбуждение резонатора на механических гармониках не рекомендуется из-за трудностей получения приемлемо малых нелинейных искажений.

Схемы фазовых модуляторов. На рис. 8.17а представлена схема фазового модулятора, выполненного в виде трехзвенного ПФ, составленного из одинаковых контуров, которые пе-

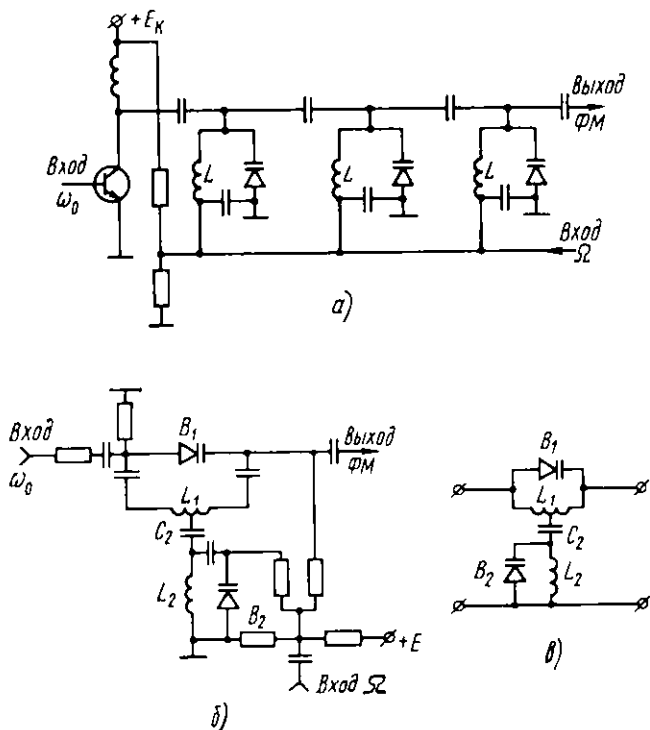


Рис. 8.17

рестраиваются с помощью варикапов. При соответствующей настройке модулятор может обеспечить девиацию фазы до $\pm 60^\circ$ на каждое звено фильтра при нелинейных искажениях, не превышающих 1%, и практически отсутствующей амплитудной модуляции [8.4].

Схема фазового модулятора другого типа представлена на рис. 8.17б. Реактивные элементы модулятора образуют фазосдвигающий четырехполюсник, упрощенная схема которого представлена на рис. 8.17в. В модуляторе под действием низкочастотного управляющего напряжения меняются емкости варикапов B_1 и B_2 .

Пока эти изменения малы, модуль коэффициента передачи меняется незначительно, а изменения фазы могут достигать $\pm 70^\circ$.

8.6. Передатчики для радиовещания и звукового сопровождения телевидения

Требования к передатчикам и их структурные схемы. Требования к передатчикам УКВ ЧМ вещания и звукового сопровождения телевидения определены в соответствующих ГОСТ [8.9—8.12]. Согласно этим документам основные параметры передатчиков должны соответствовать указанным в таблице допустимым значениям.

Выходная мощность	≤ 15 кВт
Диапазоны частот	56...108; 180...230; 470...638 МГц
Допустимая нестабильность частоты	$15 \cdot 10^{-6}$
Максимальная девиация частоты	50 кГц
Полоса передаваемых частот	30...15 000 и 30...50 000 Гц
Допустимые нелинейные искажения	$< 1\%$
Постоянная времени цепи (предкоррекция)	50 мкс

Структурная схема современного передатчика звукового сопровождения телевидения с выходной мощностью 2,5 кВт представлена на рис. 8.18а. Возбудитель этого передатчика выполнен на полупроводниковых приборах, а выходные каскады — на лампах.

На схеме 1 — транзисторный усилитель низкой частоты; 2 — цепь предкоррекции; 3 — частотный модулятор — транзисторный автогенератор с варикапом. Средняя частота модулятора регулируется в пределах 17...22 МГц, при изменении рабочей частоты передатчика в пределах (470...622) МГц. Модулятор может работать одним каналом (канал 1 на схеме) с полосой передаваемых частот 30...15 000 Гц и двумя каналами (сопровождение на двух языках) с полосой передаваемых частот 30...50 000 Гц; 4 — трехкаскадный транзисторный усилитель; 5 — транзисторный преобразователь частоты, на входы которого подаются модулированный сигнал и сигнал от кварцевого генератора 14, который является общим для рассматриваемого передатчика звукового сигнала и передатчика изображения. Общий кварцевый генератор облегчает задачу получения постоянной разности между несущими частотами обоих передатчиков с такой стабильностью, которая необходима по современным нормам; 6 — трехкаскадный транзисторный усилитель; 7 — блок, содержащий семь ламповых каскадов (второй каскад блока работает в режиме умножения частоты на 5, остальные — в режиме усиления мощности); 8 — выходной ПФ. Для стабилизации средней частоты модулятора применяется система ФАПЧ. В фазовом детекторе этой системы 11 производится сравнение средней частоты модулятора, которая поделена на 1024 в делителе 13, со стабильной частотой, которая получается от кварцевого генератора 9 и поделена в делителе 10 на 8. Оба делителя частоты, 10 и 13, представляют собой каскадно вклю-

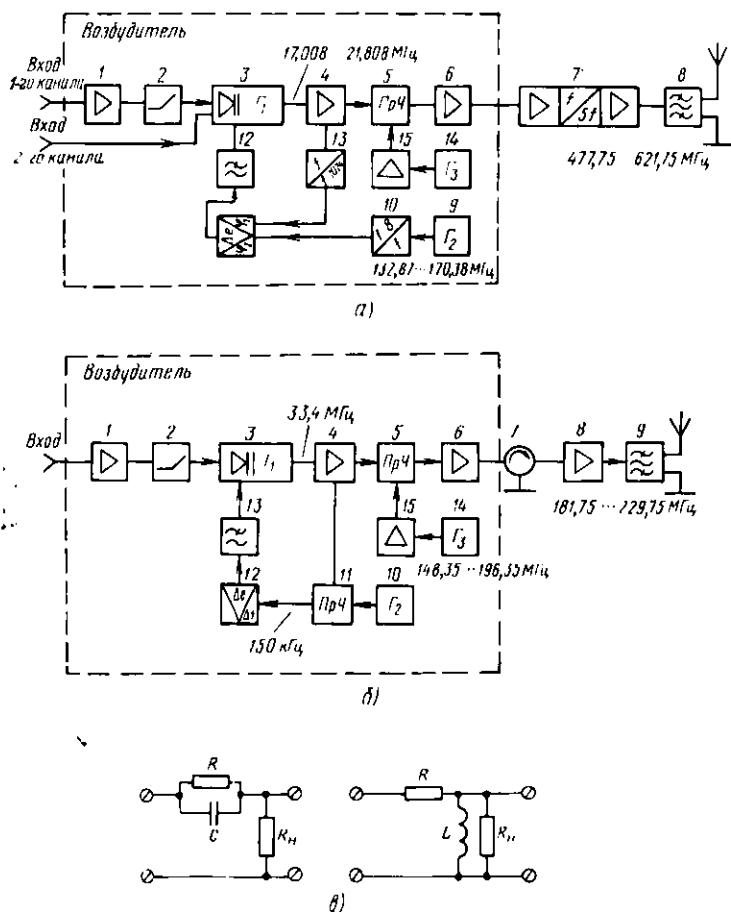


Рис. 8.18

ченные триггеры с коэффициентом деления в каждом из них, равным 2. Таким образом, делитель с коэффициентом деления 8 имеет три, а делитель с коэффициентом деления 1024 — десять каскадов транзисторных триггеров. Стабилизация частот кварцевых генераторов обеспечивается помещением их в термостаты и стабилизацией питающих напряжений.

Структурная схема, по которой строятся большинство зарубежных передатчиков, представлена на рис. 8.18б. На рисунке показан вариант передатчика для диапазона 180...230 МГц. По такой же схеме строятся передатчики и других диапазонов. Блоки 1—6 имеют то же назначение, что и в схеме 8.18а. Ферритовый циркулятор 7 служит для лучшего согласования выхода возбуждателя со входом мощного усилителя. Последний, в сравнении с возбуждателем, имеет меньшую надежность, поэтому предусмотрена его быстрая замена резервным; цифрой 8 обозначен однокаскадный усилитель на мощном усилительном тетроне. В передатчиках диапазона 470...860 МГц вместо тетрона часто используется усилительный клистрон.

Частотный модулятор унифицирован и во всех передатчиках всех диапазонов работает на стандартной промежуточной частоте 33,4 МГц. Для стабилизации средней частоты вместо ФАПЧ используется система ЧАП, в которую входят блоки 10—13.

Модулированный сигнал в передатчике проходит через преобразователь частоты и усилительные каскады, число которых сведено до минимума за счет исключения умножительного каскада и ламповых каскадов, имеющих малые коэффициенты усиления. Это упрощает задачу получения малых искажений и низкого уровня шумов.

Во всех передатчиках предкоррекция производится для увеличения помехозащищенности линии связи на высоких модулирующих частотах. Для этой цели используются четырехполюсники, схемы которых представлены на рис. 8.18а. Элементы четырехполюсников для заданной постоянной времени цепи предкоррекции τ (см. выше таблицу) рассчитываются по формулам $\tau = RC = L/R$; $R \gg R_n$.

Схема частотного модулятора. Модуляторы для передатчиков УКВ ЧМ вещания и звукового сопровождения телевидения делаются одноканальными и двухканальными. Одноканальные модуляторы служат для обычного монофонического вещания, а также для звукового сопровождения на одном языке. Двухканальные модуляторы применяются при передаче стереофонических программ, а также для звукового сопровождения телевидения на двух языках.

На рис. 8.19 дана схема двухканального модулятора. Модулятор состоит из транзисторного автогенератора с колебательным контуром, составленным из элементов C_1 , C_2 , C_3 , L_3 и двух вари-

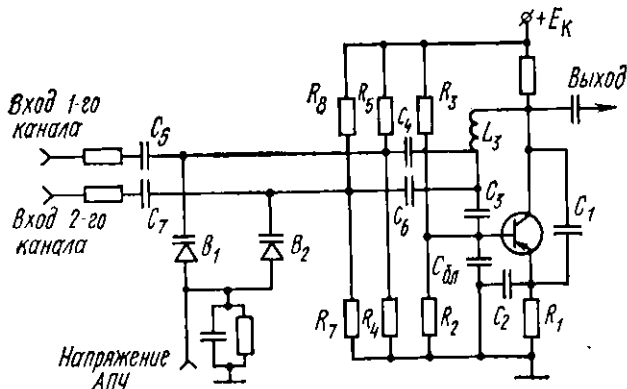


Рис. 8.19

капов, B_1 и B_2 . Варикапы присоединены к колебательному контуру автогенератора через разделительные конденсаторы C_4 и C_6 . Делители напряжения R_4 , R_5 и R_7 , R_8 служат для получения запирающих смещений на варикапах.

При стереофоническом вещании от источника программы получают два сигнала, A и B . В полярном модуляторе, функцио-

нальная схема которого представлена на рис. 8.20а, получаются суммарный $(A+B)$ и разностный — $(A-B)$ сигналы. Разностным сигналом производится амплитудная модуляция поднесущей частоты $f_n = 31,25$ кГц. Затем осуществляется сложение НЧ сигнала

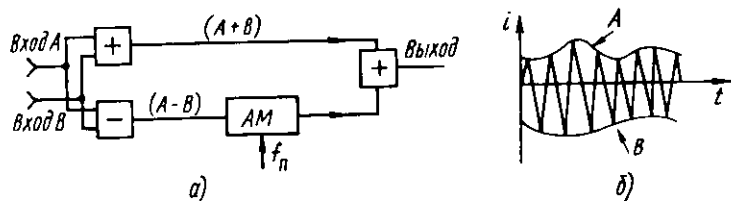


Рис. 8.20

$(A+B)$ и модулированного ВЧ сигнала с огибающей $(A-B)$. Полученный сигнал называется полярномодулированным. У него, как показано на рис. 8.20б, огибающая положительных амплитуд представляет сигнал A , а огибающая отрицательных — сигнал B . Полярномодулированный сигнал подается на широкополосный вход частотного модулятора (на рис. 8.19 это вход второго канала; вход первого канала в этом модуляторе используется при передаче монофонического сигнала).

Для звукового сопровождения телевидения на двух языках по первому каналу частотного модулятора передается звуковой сигнал на основном языке, который занимает полосу частот (30 ... 15 000) Гц. Звуковым сигналом второго языка производится однополосная модуляция поднесущей частоты, в результате чего спектр сигнала переносится в полосу частот 23,5 ... 30,5 МГц. Этот сигнал передается по второму каналу частотного модулятора.

Двухканальный частотный модулятор, схема которого представлена на рис. 8.19, используется в современных отечественных передатчиках звукового сопровождения телевидения. По данным [8.5] нелинейные искажения передатчика с этим модулятором достигают 1,2%. Коррекция для получения линейной модуляционной характеристики в этом модуляторе не применяется. С помощью корректирующего сопротивления возможно снижение уровня нелинейных искажений.

8.7. Передатчики радиорелейной и тропосферной связи

Передатчики радиорелейной и тропосферной связи с частотной модуляцией предназначены для передачи многоканальных телефонных сообщений или вещательного телевидения. Как передатчики с частотной модуляцией, они являются предметом рассмотрения в этой главе. Вместе с этим, высокие рабочие частоты (до 12 ГГц), широкие полосы частот передаваемых сигналов (до нескольких МГц) и другие особенности застав-

ляют выделить эти передатчики в особую группу и рассматривать их также в гл. 10.

Число каналов, на которое должны быть рассчитаны передатчики, и соответствующие характеристики указаны в табл. 8.1. Таблица составлена на основании рекомендаций МККР и норм, действующих в СССР [8.2].

Таблица 8.1

Число телефонных каналов	Полоса частот группового сигнала, кГц	Девияция частоты на 1 канал $\Delta f_{\text{н}}$, кГц	$P_{\text{ср}}$, мВт		$K_{\text{лик}}$	P_0
			МККР	СССР		
12	12...60	35	2,14	3	5,14	310
24	12...108	35	2,82	—	4,70	204
60	(12...252), (60...300)	50, 100, 200	4,07	8	4,08	118
120	(12...552)*, (60...552)	50, 100, 200	5,37	9,5	3,77	79
300	60...1364	200	9,50	15,8	3,47	53
600	60...2792	200	19	30	3,33	53
960	60...4287	200	30	48	3,33	53
1260	60...5680	140...200	40	63	3,33	53
1800	300...8248	140	56	89	3,33	53
1920**	300...8524	140	60	95	3,33	53
2700	308...12 435	140	85	—	3,33	53

* В полосах частот 12 ... 252 и 312 ... 552 кГц размещено 2 · 60 = 120 стандартных телефонных каналов; промежуток между ними занимает канал радиовещания.

** Система с 1920 каналами принята только в СССР.

В первом столбце таблицы указано принятое в многоканальных передатчиках стандартное число телефонных каналов. Во втором столбце — границы полосы частот, которую занимает групповой сигнал на выходе стандартной аппаратуры уплотнения. В третьем столбце указана эффективная девиация частоты $\Delta f_{\text{н}}$, которая должна создаваться в передатчике при подаче на вход телефонного канала измерительного синусоидального сигнала мощностью 1 мВт с частотой 800 Гц в точке передатчика с нулевым относительным уровнем.

Многоканальное сообщение является случайной функцией времени, и распределение вероятностей ее мгновенных значений подчиняется приблизительно нормальному закону. Средняя мощность этого многоканального сообщения в точке системы с нулевым относительным уровнем больше, чем при работе одного канала, и выбирается равной величине $P_{\text{ср}}$, указанной в четвертом столбце таблицы, где даны два значения — одно соответствует рекомендациям МККР, другое — нормам, принятым в СССР. Рекомендации МККР составлены в предположении, что все или почти все каналы являются телефонными. В СССР значительная часть каналов отводится для передачи телеграфных сообщений, сигналов радиовещания и других видов работы. Средняя мощность этих каналов больше, чем телефонных, поэтому и величина $P_{\text{ср}}$ в СССР увеличена.

Максимальная величина девиации частоты, на которую целесообразно рассчитывать модулятор и другие элементы передатчика, равны квазипииковому значению случайной величины. Квазипииковой называется такая величина, которая превышает в течение не более 0,001 части от общего времени передачи. Квазипииковое значение девиации определяется по формуле

$$\Delta f_{\text{пик}} = K_{\text{пик}} \Delta f_k \sqrt{P_{\text{ср}}/1 \text{ мВт}}, \quad (8.29)$$

где $P_{\text{ср}}$ дано в милливаттах. Значения коэффициента $K_{\text{пик}}$, найденные экспериментально, указаны в пятом столбце таблицы.

Требование высокой линейности модуляционной характеристики является одним из основных. Нелинейность этой характеристики приводит к появлению в групповом сигнале искажений типа комбинационных частот, которые проявляют себя как переходные помехи между каналами и носят название нелинейных шумов. Мощность шума этого типа $P_{\text{ш.н}}$, мВт, в телефонном канале, отнесенная к мощности 1 мВт, определяют из формулы

$$P_{\text{ш.н}}/1 \text{ мВт} = 0,5 P_0 (K_2^2 + 6 K_3^2), \quad (8.30)$$

где P_0 — коэффициент, зависящий от числа каналов. Его значения даны в шестом столбце таблицы; K_2 и K_3 — коэффициенты второй и третьей гармоник.

Норм на допустимый уровень нелинейного шума, возникающего в частотном модуляторе, не существует. В современных радиорелейных системах в одном комплекте модулятора и демодулятора получают уровень шума $P_{\text{ш.н}} = (145 \dots 65) \cdot 10^{-6}$ мВт при числе каналов соответственно $N = (60 \dots 1920)$. Поэтому для одного только модулятора можно рекомендовать выбор $P_{\text{ш.н}} \leq (70 \dots 30) \times 10^{-6}$ мВт при числе каналов $N = (60 \dots 1920)$. Заметим, что в радиовещательных передатчиках уровень шума бывает ниже уровня полезного сигнала 1 мВт на 60 дБ, что соответствует мощности шума $P_{\text{ш.н}} = 10^{-6}$ мВт.

В вещательном телевидении нелинейность модуляционной характеристики является причиной появления переходных помех между каналами изображения и звукового сопровождения. Для уменьшения этих помех до допустимого уровня форма модуляционной характеристики должна быть не хуже, чем при многоканальной передаче.

Для выравнивания помехозащищенности каналов, которая зависит от индекса модуляции и у верхних по частоте каналов меньше, чем у нижних, используется четырехполосник предкоррекции, схема которого представлена на рис. 8.21а, а амплитудно-частотная характеристика — на рис. 8.21б. Эта схема и форма характеристики четырехполосника соответствуют рекомендациям МККР. Элементы четырехполосника рассчитываются по формулам: $R_1 = 1,81R_0$; $R_2 < 0,01R_0$; $R_3 = R_4 = R_0$; $R_5 = R_0/1,81$; $R_6 > 100R_0$; $1,25F_{\text{max}} = 1/2\pi \sqrt{L_1 C_1}$; $1/2\pi \sqrt{L_2 C_2}$; $\sqrt{L_1/C_1} = 0,79R_0$; $\sqrt{L_2/C_2} = R_0/0,79$, где F_{max} — высшая частота модулирующего сигнала.

В вещательном телевидении сигналы изображения и звука обычно передаются одним передатчиком. Сигнал изображения вместе с импульсами синхронизации занимает полосу 0...6 МГц. Сигналом звукового сопровождения производится частотная модуляция поднесущей частоты. Обычно используются несколько

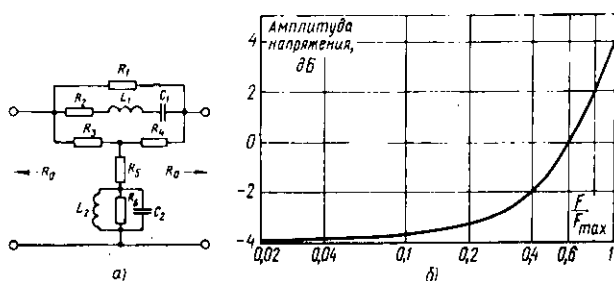


Рис. 8.21

поднесущих частот для передачи нескольких звуковых программ. Так, например, в радиорелейной системе «Восход» [8.2] они выбраны равными 7,36; 7,74; 8,14; 8,56 МГц. Максимальная девиация частоты в каждом канале равна 75 кГц. Эти ЧМ сигналы складываются с сигналом изображения, и полученной смесью производится частотная модуляция рабочей частоты передатчика. По рекомендации МККР в передатчиках радиорелейной связи полный телевизионный сигнал (вместе с синхроимпульсами) должен создавать размах изменения частоты, равный 8 МГц, а преобразованный сигнал звукового сопровождения — девиацию частоты $\pm 0,3$ МГц. Для передатчиков тропосферной связи нормы отсутствуют, а существующие передатчики работают с несколько большими девиациями частоты.

Из-за нелинейности модуляционной характеристики между сигналами изображения и звука возникают переходные помехи. Наиболее заметными являются помехи каналам звукового сопровождения со стороны телевизионного канала (прослушиваются сигналы кадровой синхронизации). Для их уменьшения по рекомендации МККР на передающей стороне линии связи производится предкоррекция телевизионного сигнала с помощью четырехполосника, схема которого представлена на рис. 8.22а, а амплитудно-частотная характеристика — на рис. 8.29б. Четырехполосник ослабляет уровень НЧ составляющих спектра сигнала изображения. Выигрыш, который достигается при этом, состоит, во-первых, в том, что уменьшается полный размах телевизионного сигнала на входе модулятора, во-вторых, уменьшается амплитуда сигналов кадровой синхронизации, которые и создают наибольшие помехи.

На рис. 8.23 представлена структурная схема одного из современных передатчиков мощностью 10 кВт с рабочей частотой

6,07 ГГц. Эта же схема без оконечного клистронного усилителя является схемой передатчика радиорелейной связи с выходным усилителем на лампе бегущей волны, отдающей в нагрузку мощность 3 Вт.

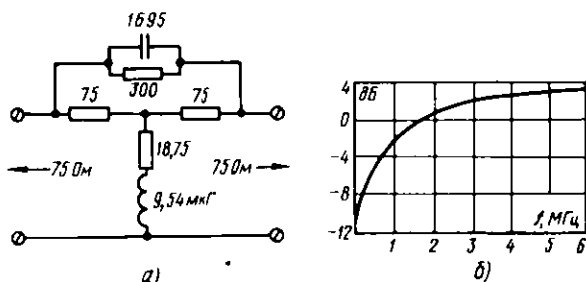


Рис. 8.22

Возбудитель передатчика выполнен полностью на полупроводниковых приборах. Он состоит из кварцевого гетеродина, преобразователя частот и частотного модулятора с цепью предкоррекции 2 на входе и широкополосным услителем 1 на выходе. Квар-

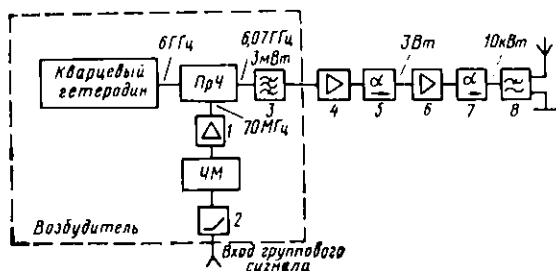


Рис. 8.23

цевый гетеродин (так его называют в современных передатчиках) состоит из транзисторного кварцевого генератора, нескольких каскадов усиления мощности и умножения частоты на транзисторах и варикапах. Преобразователь частоты выполняется на одном или нескольких полупроводниковых диодах. Частотный модулятор работает на промежуточной частоте 70 МГц, которая является стандартной в передатчиках подобного типа. Использование схемы передатчика с модуляцией на низкой ПЧ позволяет получить допустимо малую относительную нестабильность частоты на выходе передатчика в случае, когда ПЧ недостаточно стабильна. В передатчиках с большим числом каналов модулятор строится по двухтактной схеме (см. рис. 8.10). В передатчиках с малым числом каналов применяются однотактные модуляторы с корректирующим сопротивлением (см. рис. 8.8).

8.8. Передатчики частотной и фазовой радиотелеграфии

Частотная радиотелеграфия (ЧТ). Сигнал на выходе телеграфного аппарата представляет собой комбинации токовых посылок прямоугольной формы и пауз (бестоковых посылок). При частотной телеграфии (манипуляции) токовой посылке соответствует работа передатчика на одной частоте f_1 , аестоковой—работа на другой частоте f_2 . При двухканальной частотной телеграфии (ДЧТ) число частот равно четырем (рис. 8.24); f_1 —естоковая посылка в обоих каналах; f_2 —токовая посылка в первом канале иестоковая во втором; f_3 —токовая посылка во втором канале иестоковая

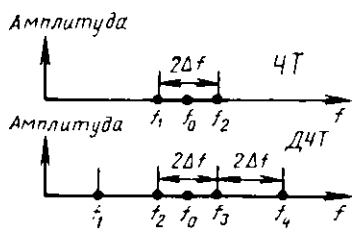


Рис. 8.24

вая в первом; f_4 —токовые посылки в обоих каналах.

Разности частот $(f_4 - f_3) = (f_3 - f_2) = (f_2 - f_1) = 2\Delta f$ называются частотным сдвигом или разнесом частот. Высокочастотное колебание при таких изменениях частоты можно рассматривать как колебание с частотной модуляцией, у которого модулирующий сигнал имеет форму прямоугольных импульсов, а максимальная девиация частоты равна при ЧТ — Δf , а при ДЧТ — $3\Delta f$. Большим девиациям частоты соответствует лучшая помехозащищенность, но и более широкая полоса частот, занимаемая сигналом. В передатчиках диапазона 3...30 МГц работают с разнесом частот 125, 200, 250, 300, 400, 500, 800, 1000 Гц. В линиях радиосвязи диапазона декаметровых (и более длинных) волн и линиях диапазона метровых волн работают соответственно с меньшими и большими частотными сдвигами.

При ДЧТ ширина полосы частот, занимаемая сигналом при заданной скорости телеграфирования, получится минимальной в том случае, если отрезки времени, отводимые для работы передатчика на любой из четырех частот, будут равны друг другу. Для получения такого результата телеграфные аппараты первого и второго каналов должны работать синхронно, так, чтобы начало и конец каждой элементарной посылки точно совпадали в обоих аппаратах.

Схемы частотных манипуляторов. Частотная манипуляция (так называется процесс формирования сигналов ЧТ и ДЧТ) производится в частотном манипуляторе, который работает на относительно низкой промежуточной частоте. Полученные на ПЧ колебания ЧТ и ДЧТ обычными методами гетеродинных преобразований переносятся затем в область рабочих частот передатчика.

В простейших манипуляторах на ПЧ работает автогенератор, а телеграфный сигнал изменяет параметры его контура. Этому способу формирования присущи два серьезных недостатка: низ-

кая стабильность частот и сложность регулировки и проверки манипулятора.

Структурная схема современного, более совершенного манипулятора представлена на рис. 8.25. Частоты, указанные на этой схеме, соответствуют одному из серийных типов возбуждителей.

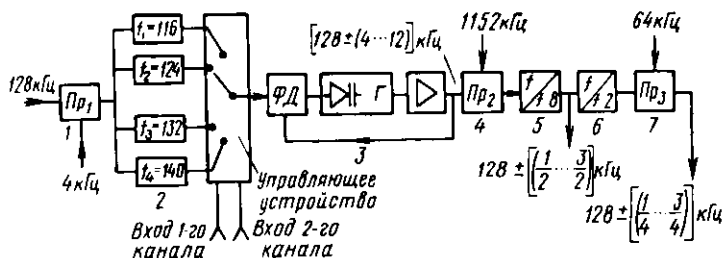


Рис. 8.25

Согласно схеме, на преобразователь частоты 1 подаются сигналы стабильных частот 128 и 4 кГц. На выходе преобразователя включены четыре полосовых фильтра 2, которые из всевозможных комбинационных частот пропускают только четыре частоты, указанные на схеме. Управляющее устройство представляет собой быстродействующий переключатель, который в каждый момент времени может включить только один из указанных фильтров. Когда на входы управляющего устройства по первому и второму каналам подаются телеграфные сигналы, на его выходе получается сигнал ДЧТ с разностом частот $2\Delta f = 8$ кГц. На этом можно было бы закончить процедуру формирования, но полученный сигнал неудовлетворителен по следующим показателям: 1) переход колебаний на выходе от одной частоты к другой производится скачкообразно в случайные моменты времени или, как говорят, с разрывом фазы; это вызывает расширение полосы частот, занимаемой сигналом; 2) из-за несовершенства фильтров сигнал содержит помехи ненужных комбинационных частот; 3) разност частот не соответствует принятым нормам и не может регулироваться при эксплуатации.

Для устранения двух первых недостатков за управляющим устройством включен автогенератор Г с системой фазовой автоподстройки. Сигнал на выходе этого автогенератора не имеет разрывов фазы и очищен от помех.

Следующие далее преобразователь 4 и делитель частоты 5 с коэффициентом деления 8 формируют выходной сигнал промежуточной частоты 128 кГц с разностом частот 1000 Гц. Следующие делитель 6 и преобразователь частоты 7 формируют выходной сигнал той же промежуточной частоты с разностом частот 500 Гц. Используя первый или второй выход, можно выбрать нужный разност частот. В практически применяемых манипуляторах име-

ется большое число преобразователей и делителей частоты, которые позволяют производить выбор разноса частот в достаточно больших пределах.

На рис. 8.26 представлена структурная схема манипулятора ЧТ другого типа, работа которого основана на использовании управляемого делителя частоты. В этом манипуляторе телеграфный

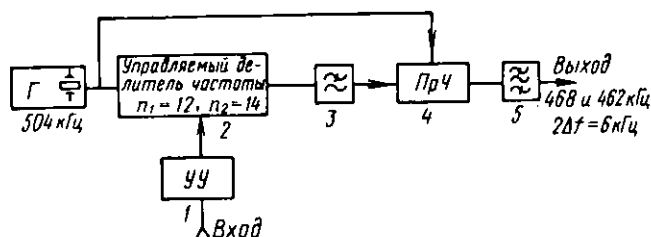


Рис. 8.26

сигнал поступает на управляющее устройство 1, которое так управляет делителем частоты 2, что коэффициент деления принимает значения $n_1 = 12$ и $n_2 = 14$. Сигнал после делителя обрабатывается с помощью преобразователя частоты 4 и двух фильтров (3, 5), в результате чего на выходе манипулятора получается ЧТ сигнал промежуточной частоты с разносом частот 6 кГц. При испытаниях [8.6] оказалось, что такой манипулятор обеспечивает высокую стабильность выходных частот, прост в обслуживании и имеет высокую надежность.

Фазовая телеграфия (ФТ). При фазовой телеграфии (манипуляции) токовым посылкам и паузам соответствуют колебания, различающиеся по фазе на 180° . При двухканальной фазовой телеграфии (ДФТ) фаза колебаний в передатчике принимает четыре значения: 0° , 90° , 180° и 270° . Более перспективными являются системы относительно фазовой телеграфии (ОФТ) и двухканальной относительной фазовой телеграфии (ДОФТ).

При обычной ФТ токовым посылкам соответствует одна начальная фаза колебаний, например 0° , а паузам — другая, например 180° . В системе ОФТ (иначе она называется фазоразностной модуляцией) при токовых посылках фаза высокочастотных колебаний не меняется, а при паузах она меняется на 180° . Чтобы не усложнять манипулятор фазы, сигналы, поступающие от телеграфного аппарата, предварительно перекодируются. На рис. 8.27 представлены соответствующие диаграммы.

В системе ДОФТ перекодирование производится в обоих телеграфных каналах. Структурная схема манипулятора ДОФТ представлена на рис. 8.28. Согласно этой схеме сигнал частоты f_0 поступает на четыре фазовращателя, которые создают фазовые сдвиги 0° , 90° , 180° , 270° . Управляющее устройство, которое представляет собой быстродействующий переключатель, управляемый

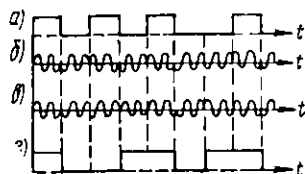


Рис. 8.27

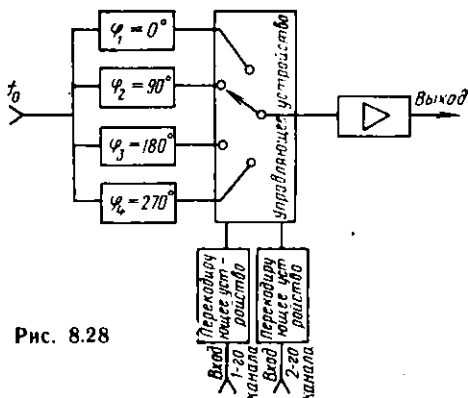


Рис. 8.28

перекодированными телеграфными сигналами, включают только один из фазовращателей. После управляющего устройства сигнал ДОФТ поступает на усилитель мощности.

Глава 9

Телевизионные радиопередатчики сигналов изображения

Радиопередающая станция (РПС) телевизионного вещания является сложным техническим комплексом, в состав которого входят радиопередатчики сигналов изображения и сигналов звукового сопровождения, устройства питания, охлаждения, контрольно-измерительная аппаратура и т. д.

Радиопередатчик сигналов изображения (ПИ) является звеном тракта передачи изображения, преобразующим полный телевизионный сигнал (сигналы изображения, гашения и синхронизации) в модулированный радиочастотный телевизионный сигнал.

Передатчик звукового сопровождения (ПЗ) по своим параметрам, принципам построения, схемам и режимам, по существу, мало отличается от передатчиков УКВ ЧМ вещания (см. гл. 8), лишь значение его частоты определяется номером канала ТВ вещания.

9.1. Особенности телевизионного сигнала

Согласно принятому в СССР стандарту вещательного телевидения [9.1: 9.2] кадр изображения содержит 625 строк и состоит из двух полей (полукадров) с чересстрочным чередованием. Номинальная частота кадров 25 в секунду, а частота полей — 50 Гц. При этом частота строк $f_{стр} = 25 \cdot 625 = 15\,625$ Гц при допустимой нестабильности $\pm 0,016$ Гц. При реализации максимальной четкости по горизонтали высшая частота сигналов изображения $F_H = 6 \dots 6,5$ МГц. Сигнал изображения позитивно однопolarityен, среднее его значение зависит от средней освещенности передаваемого изображения и может медленно изменяться во времени. Поэтому в спектре телевизионного сигнала имеются и частоты от 0 до $2 \dots 5$ Гц. Кроме того, при принятой у нас совместимой системе цветного теле-

видения (ЦТВ) [9.2] сигналы цвета передаются путем частотной модуляции двух поднесущих (4,250 и 4,406 МГц), и их спектр размещен в пределах спектра яркостного сигнала.

Радиосигнал изображения образуется путем амплитудной модуляции несущей изображения полным ТВ сигналом, причем максимум мощности соответствует синхрои импульсу (СИ), а минимум — уровню белого (т. е. модуляция негативна) (рис. 9.1а). Негативная модуляция обеспечивает более устойчивую

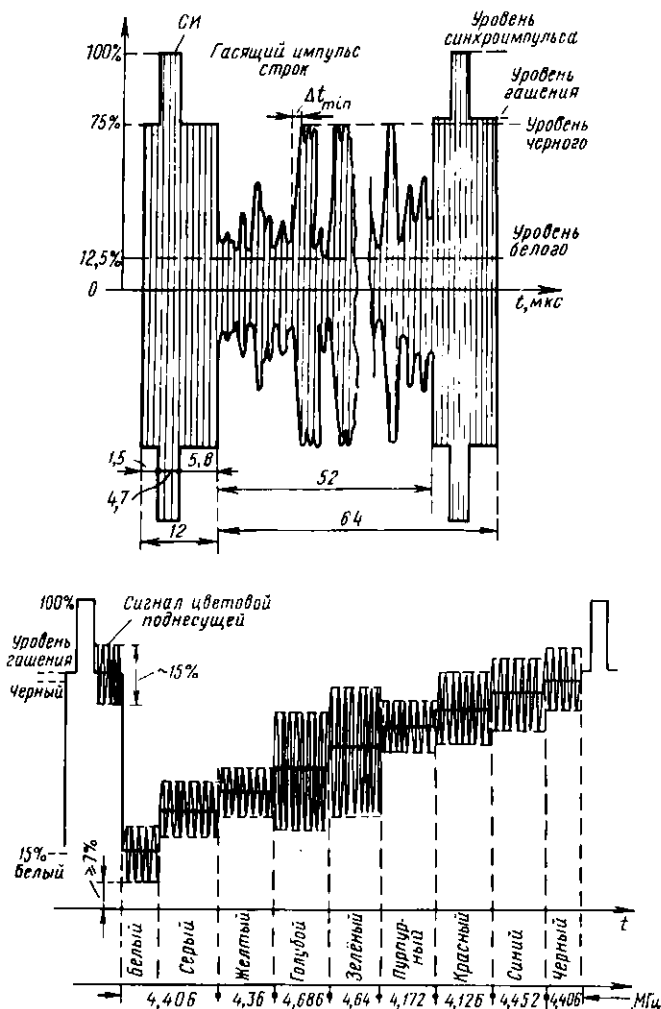


Рис. 9.1

синхронизацию и меньшую заметность импульсных помех при приеме. В спектре АМ сигнала должна быть частично подавлена нижняя боковая полоса частот (НБП). Это позволяет существенно уменьшить полосу частот, занимаемую ТВ вещанием, и довести ее до 8 МГц на канал. Однако несимметрия спектра означает появление наряду с АМ сопутствующей фазовой модуляции (для видеочастот выше 0,75 МГц, в том числе и для сигналов цвета). Это повышает

требования к АЧХ и ФЧХ трактов передатчика и приемника. Яркостные сигналы должны иметь определенные уровни: 12,5% — белый, 70—72% — черный и 75% — уровень гашения (рис. 9.1а). Поэтому интервал изменения сигнала изображения от белого до черного занимает только 57...59% амплитудной характеристики передатчика. Сигнал изображения имеет резко выраженный импульсный характер, причем перепады уровней от белого до черного могут происходить за время $\Delta t_{\text{мин}} = 0,08 \dots 0,1$ мкс (рис. 9.1а). При передаче цветных изображений на огибающую яркостного сигнала дополнительно накладывается цветовая поднесущая, которая, в свою очередь, модулирована по частоте сигналами цвета. Мгновенные значения частоты поднесущей несут информацию о цвете, а ее амплитуда — о насыщенности цвета. На рис. 9.1б изображена огибающая радиосигнала при передаче цветных полос. Там же указаны значения частоты и амплитуды цветовой поднесущей относительно полного размаха яркостного сигнала (от белого до черного).

9.2. Требования к передатчикам сигналов изображения

Телевизионное вещание осуществляется в диапазонах метровых волн (1...12-й каналы) в полосах частот 48,5...66; 74...100; 174...230 МГц и в диапазоне дециметровых волн (каналы 21...81) на частотах 470...958 МГц.

Мощности вещательных передатчиков изображения в режиме синхрипульсов обычно имеют несколько градаций: 1...2, 5, 20...25, 50 кВт, а мощности передатчиков ретрансляторов: 1...3, 10...20, 100...200 Вт. Передатчики сигналов звука имеют мощности соответственно в 5...10 раз меньше, так как при этом средние значения мощностей ПИ и ПЗ оказываются примерно равными.

Общая АЧХ радиотрактов РПС должна иметь форму, показанную на рис. 9.2. При этом допускается неравномерность $\Delta = +0,5 \dots -1$ дБ.

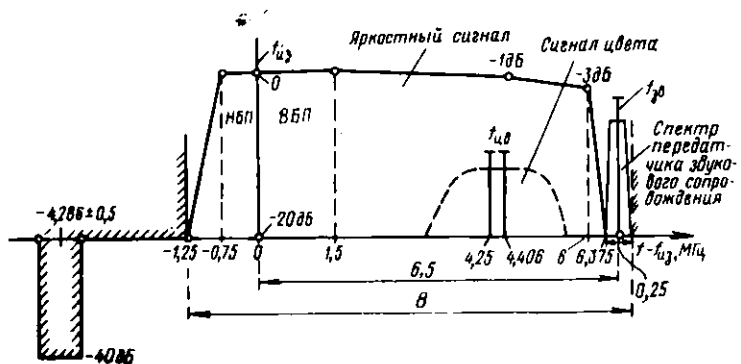


Рис. 9.2

Глаз человека очень чувствителен к различным искажениям ТВ изображения (повторные контуры, окантовки, «тянучки» и т. п.), которые вызываются в основном линейными искажениями, т. е. искажениями АЧХ и ФЧХ тракта. Искажения, вызванные нелинейностью ФЧХ $\varphi(\omega)$, принято оценивать по групповому времени запаздывания (ГВЗ) $\tau_{гр} = d\varphi/d\omega$. Если $\varphi(\omega)$ линейна, то $\tau_{гр} = \text{const}$ и абсолютная величина задержки сигнала в тракте не играет роли. При отличии

$\varphi(\omega)$ от линейной зависимости $\tau_{гр}$ изменяется в диапазоне частот. По современным нормам [9.3] неравномерность ГВЗ не должна превышать ± 50 нс.

Довольно сложно измерять характеристики $\varphi(\omega)$ или $\tau_{гр}(\omega)$, да и результаты таких измерений неявно характеризуют искажения телевизионных изображений. Практически для оценки линейных искажений пользуются специальными испытательными сигналами (синусквадратичным импульсом и прямоугольными импульсами определенной длительности), по искажениям формы которых и судят о степени соответствия характеристик передатчика требуемым, и в случае надобности производят регулировки, коррекции и т. п. [9.3].

Искажения плоской вершины прямоугольных импульсов (из-за выбросов, колебательного процесса, перекоса) должны лежать в пределах $\pm 2 \dots 12\%$, а длительность фронтов не должна превышать 0,125 мкс [9.3; 9.21; 9.22].

Нелинейность амплитудной характеристики $U_{вых}$ ($U_{вх}$) в черно-белом телевидении приводит к нарушению градаций яркости, что может быть исправлено мерами типа γ -коррекции (см. сноску на стр. 271); при этом надо учитывать нелинейность только части амплитудной характеристики от белого до черного уровней. В цветном ТВ амплитудная нелинейность приводит к нарушению правильности цветопередачи. Количественно нелинейные искажения оценивают дифференциальным коэффициентом передачи (усиления) $K_d = 1 - (dU_{вых}/dU_{вх}) / (dU_{вых}/dU_{вх})_{max}$, который не должен превышать 15%.

Искажения цветопередачи вызываются также зависимостью фазовых сдвигов $\Delta\varphi$ от уровня яркостного сигнала U в области частот цветовых поднесущих, причем количественно их можно оценить дифференциальным фазовым сдвигом: $\varphi_d = \Delta\varphi(U) - \Delta\varphi_{max}$. Четких норм на величину φ_d пока не установлено, но для хорошей цветопередачи необходимо, чтобы $\varphi_d \leq 10^\circ$ для канала изображения в целом, а для ПИ эта величина должна быть $\leq 5^\circ$.

Визуально очень заметны помехи от фона переменного тока в виде медленно перемещающихся по кадру широких горизонтальных темных и светлых полос, поэтому в передатчиках изображения уровень паразитной модуляции фоном (из-за недостаточной фильтрации выпрямленных напряжений, питания цепей накала переменным током, наводок и т. п.) не должен превышать $-(42 \dots 45)$ дБ.

9.3. Структурные схемы радиопередающих станций

К передатчикам телевизионного вещания предъявляются повышенные требования в отношении бесперебойной работы, стабильности качественных показателей, т. е. надежности. Перерывы в работе даже на несколько минут крайне нежелательны.

Обычно ТВ передатчики работают по определенному расписанию и сеансы работы составляют от нескольких часов до 15...18 часов в сутки, что позволяет в остающееся время организовать систематическое профилактическое обслуживание, контроль параметров, регулировки, а в случае необходимости и ремонтно-восстановительные работы.

Высокочастотные тракты ТВ передатчиков диапазона метровых волн обычно содержат 3...6 каскадов усиления, выполненных на тетрадах, а в последнее время при уровнях мощности до десятков — сотен ватт все чаще используются

транзисторы. Надежность работы столь сложных трактов невысока и опыт эксплуатации показывает, что 50...70% отказов ТВ передатчиков возникает в каскадах УМВЧ на электровакуумных приборах.

Для повышения надежности все отечественные и некоторые зарубежные ТВ передатчики выполняются из двух одинаковых в схемном и конструктивном отношении полукомплектов, мощности которых складываются на выходе с помощью мостовых устройств ΣP (рис. 9.3). При аварии в одном из полукомплектов выходная

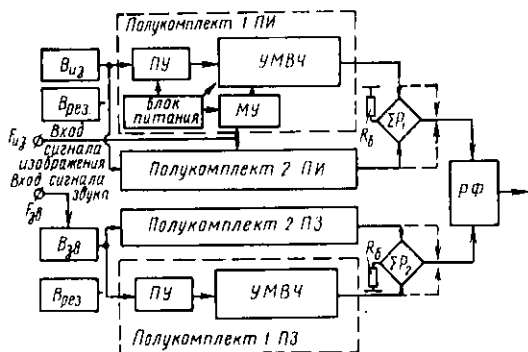


Рис. 9.3

мощность снижается сначала в 4 раза, но затем с помощью системы коммутации исправный полукомплект подключается к выходу в обход моста (пунктир на рис. 9.3), благодаря чему мощность на выходе оказывается только вдвое меньше номинальной. В зоне уверенного приема при наличии АРУ в телевизорах качество принимаемых сигналов снижается незначительно либо ухудшение вовсе незаметно.

При коммутации в обход моста происходит перерыв в работе продолжительностью 1...5 с, но по существующим нормам это допускается; не считается также отказом и снижение мощности вдвое в течение 0,5...1 часа (см. § 11.2), этого времени обычно достаточно для восстановления работоспособности аварийного полукомплекта.

Следует отметить, что коммутация ВЧ трактов в устройствах большой мощности является сложной технической проблемой. Коаксиальные переключатели и дополнительные фидеры на большую мощность увеличивают габаритные размеры передатчика и могут понизить его надежность. Кроме того, при аварии, например, в одном из полукомплектов ПИ для обеспечения определенного соотношения мощностей целесообразно снизить вдвое и мощность передатчика сигналов звукового сопровождения, например отключив один из его полукомплектов.

Более рациональным оказывается построение РПС по схеме рис. 9.4, где в состав каждого полукомплекта входят тракты усиления мощности (УМВЧ) каналов изображения и звука, выход-

ные сигналы которых объединяются с помощью разделительных фильтров (РФ), а затем происходит сложение мощностей полукомплектов. Каждый полукомплект имеет автономные блоки питания, общие для УМВЧ каналов изображения и звука. При ава-

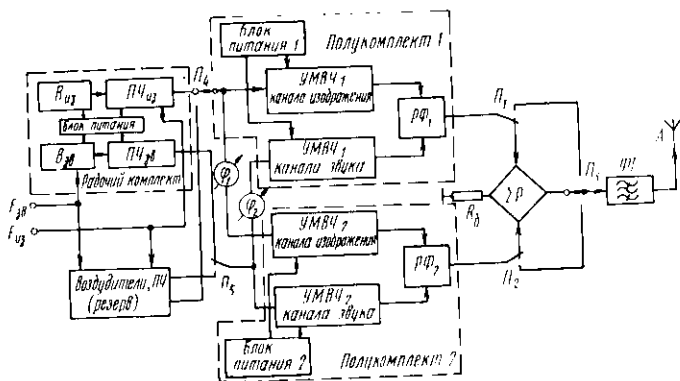


Рис. 9.4

рии все оборудование полукомплекта отключается полностью. Схема рис. 9.4 позволяет получить некоторый выигрыш в габаритных размерах и надежности за счет уменьшения (в 2 раза или более) числа коммутаций ВЧ трактов, а общие габаритные размеры ΣP и РФ в вариантах рис. 9.3 и 9.4 мало отличаются. Этот принцип построения положен в основу новой автоматизированной телевизионной радиостанции АТРС-5/1-III, параметры которой находятся на уровне лучших образцов подобной аппаратуры [9.10].

В передатчиках диапазона дециметровых волн (470 ... 620 МГц) усилители мощности выполняются как на металлокерамических тетрадах [9.5], так и на пролетных многорезонаторных клистродах (УМ₁—УМ₃ на рис. 9.5) [9.10]. Усилитель мощности на клистроне имеет усиление 35 ... 40 дБ и способен заменить три-четыре ступени УМВЧ на тетрадах (на таких частотах применяется схема с двумя общими сетками, у которой $K_P \leq 10 \dots 12$ дБ). Срок службы клистронов и стоимость их в 5 ... 10 раз больше, чем у тетродов такой же мощности. В тракте УМВЧ передатчика звука из соображений унификации обычно используется аналогичный клистрон, работающий в очень облегченном режиме [так как $P_{зв} = (0,1 \dots 0,2) P_{из}$]. Применять в таком случае два полукомплекта в ПЗ нецелесообразно, а в случае аварии в ПЗ можно скоммутировать один из двух клистронов ПИ в тракт УМВЧ канала звука. На рис. 9.5 показана упрощенно структура такого передатчика [9.9]. Во всех телевизионных РПС возбудители каналов изображения и звука и их предварительные усилители обычно обеспечиваются 100%-ным неагруженным резервом.

В некоторых зарубежных телевизионных РПС не используется принцип полукомплектного построения. Требуемая надежность работы достигается путем

применения высоконадежных деталей и элементов, использованием их в облегченных рабочих режимах, хорошо развитой системой контроля состояния и прогнозирования надежности и т. п. Повышение надежности наиболее ответственных передач может осуществляться подключением в качестве резерва отдельного передатчика (возможно и меньшей мощности), настроенного на тот же канал.

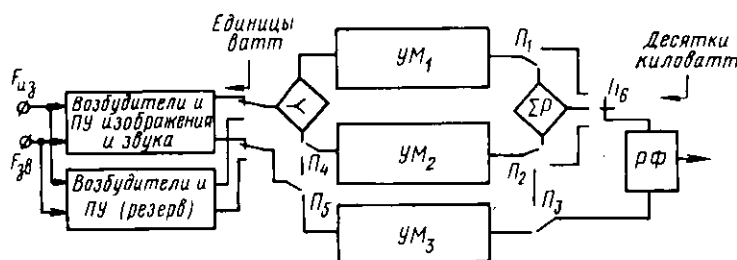


Рис. 9.5

9.4. Структурные схемы телевизионных передатчиков изображения

Для ТВ передатчиков очень важным является выбор места и способа осуществления амплитудной модуляции и формирования требуемой АЧХ.

Наибольшее распространение в последние 10...15 лет получила АМ изменением смещения на управляющей сетке (см. гл. 6) в одном из промежуточных каскадов ВЧ тракта передатчика (рис. 9.6), называемая также модуляцией на «среднем» уровне (в сту-

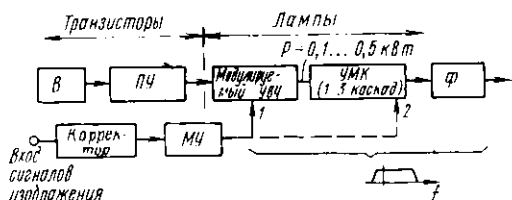


Рис. 9.6

пени мощностью 100...500 Вт). Формирование АЧХ производится в основном на выходе передатчика специальными фильтрами, однако на форму АЧХ сильно влияет настройка колебательных контуров модулируемого каскада и всех последующих (1—3) каскадов УМК. Сократить число влияющих каскадов УМК можно за счет применения схемы с общим катодом и использования тетродов с высокой крутизной и возможно большим усилением по мощности.

Другой путь — осуществление АМ на более высоком уровне мощности, т. е. в выходном каскаде тракта УМВЧ передатчика (в точке 2 на рис. 9.6), но опыт построения телевизионных передатчиков с модуляцией на «высоком» уровне показал неперспективность этого варианта. При осуществлении в выходном каскаде сеточной модуляции энергетические показатели модулируемого УМВЧ будут такие же, как и в режиме УМК, но при этом потребуется гораздо более

мощное и сложное модуляционное устройство, чем для модуляции на «среднем» уровне. Осуществить в выходной ступени эффективную анодную или анодно-экранную модуляцию не представляется возможным, так как для этого требуется модуляционное устройство большой мощности, а создать мощный эффективный усилитель на полосу частот телевизионного сигнала (0...6,5 МГц) пока не удается.

В последнее время было установлено, что при сеточной модуляции наряду с нелинейностью амплитудной характеристики возникает значительная сопутствующая фазовая модуляция (СФМ) [9.20], которая вызывает трудноустраняемые искажения в цветном изображении. Скорректировать полностью эти искажения по видеочастоте не удастся, а реализовать цепи коррекции в ВЧ тракте при мощности более 100 Вт на частотах УКВ диапазона практически очень трудно. Поэтому в настоящее время наметился переход к модуляции на «низком» уровне (в каскадах мощностью менее 1 Вт), где энергетика уже не имеет значения и можно применить схемы АМ, обеспечивающие хорошую линейность и отсутствие СФМ (модуляция поглощением¹, балансные диодные модуляторы и др.). Подобные схемы уже использовались в кистронных передатчиках.

Наиболее перспективным вариантом модуляции на «низком» уровне является модуляция на ПЧ (рис. 9.7), где в тракте ПЧ

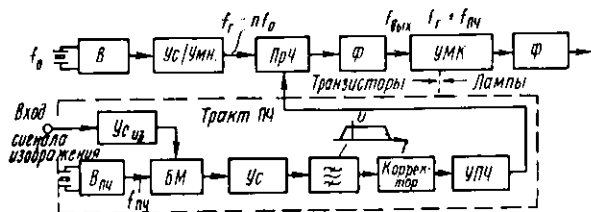


Рис. 9.7

осуществляется не только АМ, но и производится формирование АЧХ и необходимые коррекции уже в модулированном сигнале [9,8]. Далее сформированный сигнал переносится на выходную

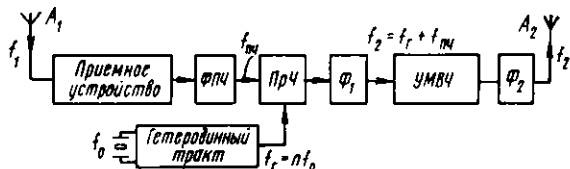


Рис. 9.8

¹ Амплитудная модуляция поглощением (или абсорбцией) осуществляется путем перераспределения ВЧ мощности между полезной нагрузкой и поглотителем, роль которого могут выполнять лампы, транзисторы, диоды и т. п. внутреннее сопротивление которых изменяется под действием модулирующего сигнала. Существует много вариантов схем модуляции поглощением, все они обладают низким КПД, но могут обеспечить малую нелинейность и небольшие уровни СФМ.

частоту нужного канала и усиливается по мощности, причем режимы и настройка УМК мало влияют на результирующую АЧХ ТВ передатчика. Частота $f_{ПЧ}$ выбирается обычно, как и в телевизионных приемниках, 38 МГц, что позволяет использовать стандартную аппаратуру для контроля тракта ПЧ. Тракт ПЧ с модулятором оказывается одинаковым для передатчиков любых диапазонов и мощностей, его можно хорошо обработать и унифицировать.

Для обеспечения ТВ вещанием населенных пунктов, расположенных вне зон обслуживания мощных телецентров, широко применяются ретрансляторы. Принцип работы ретранслятора и его структурная схема просты (рис. 9.8): используя хорошую антенну A_1 и чувствительное приемное устройство, ретранслятор принимает слабые сигналы дальнего телецентра, преобразует их частоту в частоту другого канала ТВ вещания, усиливает их мощность до требуемой величины (обычно 1...100 Вт) и направляет в передающую антенну A_2 . Основную проблему при построении ретранслятора-преобразователя составляют одновременное усиление сигналов изображения и звука в общем тракте УМК и возникающие при этом взаимные искажения. В некоторых случаях сигнал ТВ вещания может поступать на ретранслятор по кабелю с близко расположенной станции РРЛ, при этом ретранслятор должен иметь модуляционные устройства для сигналов изображения и звука. В этом случае вполне может быть использован модуляционный тракт ПЧ рассмотренного выше варианта (см. рис. 9.7).

9.5. Особенности ВЧ тракта телевизионных передатчиков

Высокочастотный тракт ТВ передатчиков состоит из возбуждателя (В), обычно работающего на частоте 5...20 МГц, нескольких каскадов умножения частоты и предварительного усиления мощности, каскада, где осуществляется амплитудная модуляция (см. рис. 9.6), или смесителя колебаний гетеродинной частоты и амплитудномодулированных колебаний ПЧ (см. рис. 9.7) и последующих нескольких каскадов усиления мощности модулированных колебаний (УМК), а также систем сложения отдельных блоков УМК и полуккомплектов.

Широкополосные каскады УМК. Каскады УМК обычно выполняются как резонансные усилители мощности с контурами во входной и выходной цепях.

В соответствии с требованиями к АЧХ радиотракта (см. § 9.2) каскады УМК должны усиливать колебания в полосе частот $P \approx 8$ МГц с неравномерностью АЧХ не более +0,5... — (1...3) дБ. Широко применявшийся ранее способ взаимной компенсации неравномерностей АЧХ отдельных каскадов приводит к значительной нестабильности характеристик РПС в процессе эксплуатации. Поэтому подобные решения применяются все реже.

Требование широкополосности УМК оказывает значительное влияние на режим его работы и энергетические показатели. Из-

вестно, что эквивалентное сопротивление нагрузки одноконтурного резонансного УМ

$$R_3 = p^2 \rho Q_{\text{раб}}, \quad (9.1)$$

где p — коэффициент включения контура в анодную цепь ($p \leq 1$); ρ — волновое сопротивление контура; $\rho = 1/\omega C_{\text{нач}}$; $Q_{\text{раб}}$ — добротность анодного контура в нагруженном состоянии. $C_{\text{нач}} = C_{\text{л.вых}} + C_M + C_N$ — начальная емкость контура, образуемая емкостями лампы ($C_{\text{л.вых}}$), монтажа (C_M) и схемы нейтрализации (C_N), если последняя применяется. Обычно $C_{\text{нач}} \approx 20 \dots 50$ пФ.

Значение $Q_{\text{раб}}$ для колебательной системы определенного типа определяется допустимой неравномерностью АЧХ ($\Delta_{\text{дон}}$) в требуемой полосе частот H . Например, для одноконтурного резонансного УМК при центральной частоте настройки f_0

$$Q_{\text{раб}} \leq (f_0/H) \sqrt{1/\Delta_{\text{дон}}^2 - 1} \quad (9.2)$$

и, следовательно, эквивалентное сопротивление

$$R_3^{(1)} = p^2 \rho Q_{\text{раб}} \leq (p^2/2\pi C_{\text{нач}}/H) \sqrt{1/\Delta_{\text{дон}}^2 - 1}. \quad (9.3)$$

Таким образом, значение R_3 в широкополосных УМК определяется только начальной емкостью контура $C_{\text{нач}}$ и допустимой неравномерностью АЧХ $\Delta_{\text{дон}}$ в требуемой полосе H .

Если применить двухконтурную колебательную систему с критической связью, то $R_3^{(2)} = k R_3^{(1)}$, причем $k = 1,24$ при $\Delta_{\text{дон}} \approx \pm 1$ дБ. Применение более сложных трех- и четырехконтурных колебательных систем обеспечивает значение R_3 , только в 1,3...1,5 раза большее, чем в одноконтурной [9.6]. Здесь следует отметить, что в ТВ передатчике настройка несимметрична¹ (см. рис. 9.2), поэтому эквивалентное сопротивление для несущей частоты сигнала изображения комплексное: $|Z_3| e^{i\varphi_3}$, причем обычно $\varphi_3 \approx 20 \dots 30^\circ$. Подробные расчеты величин $|Z_3|$ и φ_3 для колебательных систем различной сложности приведены в [9.6]. Значение $|Z_3|$ в широкополосных УМК ТВ передатчиков обычно составляет 0,3...1 кОм, что оказывается меньше величин $R_{3,\text{опт}}$, при которых лампа может быть полностью использована по мощности при E_{a1} (см. рис. 9.9).

В таком случае целесообразно понизить напряжение анодного питания до $E_{a(2)}$, при котором с реальной величиной $|Z_3|$ обеспечивается режим, близкий к критическому (режим 2). И в этом случае из-за пониженного $E_{a(2)}$ и значительного $e_{a,\text{ост}}$ величина $\xi = 1 - e_{a,\text{ост}}/E_{a(2)}$ оказывается невысокой: 0,5...0,7, поэтому КПД анодной цепи широкополосных УМК η_{max} обычно не превосходит 50...55% при передаче синхронимпульсов. При передаче сигналов изображения, амплитуды которых изменяются в пределах между уровнем черного ($0,75U_{\text{СИ}}$) и белого ($0,15U_{\text{СИ}}$), режим работы

¹ Настройка резонансных УМВЧ ТВ передатчиков производится по форме АЧХ с использованием специальных приборов — панорамных измерителей частотных характеристик, и не может быть выполнена по экстремальным показаниям приборов, измеряющих I_{a0} , I_{c0} .

УМК оказывается сильно недонапряженным и КПД анодной цепи УМК, работающего с отсечкой $\theta \approx 90^\circ$, изменяется линейно в пределах $(0,75 \dots 0,15)\eta_{\max}$. Относительная длительность режима СИ составляет примерно 7%, поэтому усредненный КПД анодной цепи УМК обычно равен 20...25%. Промышленный КПД ТВ передатчиков при передаче «черного поля» достигает лишь 15...20%.

В широкополосных УМК ТВ передатчиков целесообразно применять тетроды, обладающие высокой крутизной $S \approx 30 \dots 100$ мА/В, повышенным отношением $S/S_{\text{л.вх}}$, имеющие значительный запас по току эмиссии и поэтому способные эффективно работать при пониженных R_s . Для I—III диапазонов наиболее подходящими являются тетроды ГУ-33Б, ГУ-34Б, ГУ-35Б, ГУ-36Б, ГУ-73Б, ГУ-74Б, а для IV—V диапазонов — ГС-15, ГС-17Б, ГС-23Б. Все электроды этих ламп имеют кольцевые концентрически расположенные выводы, что обеспечивает удобную стыковку (соединение) с коаксиальными резонаторами.

В УМК передатчиков I—III диапазонов обычно применяется схема с общим катодом, обеспечивающая устойчивое усиление по мощности в 10...25 раз, причем иногда оказывается целесообразным включать несложную мостовую схему сеточной нейтрализации (см. гл. 5). В IV—V диапазонах для обеспечения устойчивого усиления используется схема с заземленными по ВЧ первой и второй сетками (при этом $K_p \leq 10$).

При мощностях менее 50...100 Вт в I—III диапазонах и менее 10...20 Вт в IV—V диапазонах целесообразно ступени УМК выполнять на транзисторах. Транзисторные УМК сравнительно легко могут обеспечить широкополосность, необходимую для работы не только в конкретном канале вещания, но и в целом диапазоне ТВ вещания (например, в полосе частот 170...230 МГц), поэтому фазовые искажения в таких усилителях незначительны. Целесообразно применять трансформаторные схемы широкополосных транзисторных усилителей [9.24; 9.25]: двухтактные класса В или АВ либо однотактные класса А.

Согласование входа и выхода транзистора с источником возбуждения (предыдущим каскадом) и нагрузкой (входом следующего каскада) и компенсация зависимости усиления транзистора от частоты обеспечивается применением широкополосных трансформаторов и RLC-цепей (см. гл. 3). Межкаскадное согласование можно улучшить применением циркуляторов при уровнях мощности от единиц ватт и выше [9.25].

В ретрансляторах с общим каналом усиления сигналов изображения и звука (см. рис. 9.8) предъявляются повышенные требования к линейности: комбинационные составляющие не должны превышать —52...—54 дБ, что пока представляет серьезную проблему для транзисторных УМК даже при работе в режиме класса А.

Конструкция блоков УМВЧ. Усилители мощности ТВ передатчиков выполняются по однотактным схемам с использованием в качестве колебательных систем на входе и выходе от-

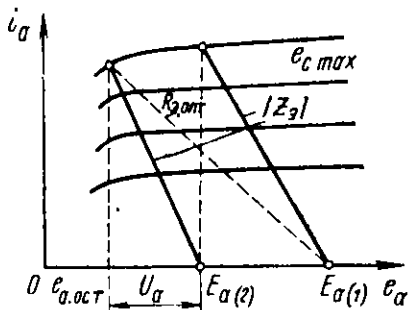


Рис. 9.9

резков коаксиальных линий. Колебательные системы конструктивно объединяются вместе с лампой в единый узел, так называемый «генераторный блок». В состав генераторного блока входят также устройства блокировки, развязки и цепи питания, а также устройства настройки и регулировки и их внешние приводы [9.4—9.6]. На частотах ниже 100 МГц в I и II ТВ диапазонах во входных цепях УМВЧ иногда применяются отрезки экранированных несимметричных линий, более простых, чем коаксиальные.

Генераторные блоки представляют достаточно унифицированные узлы, используемые в передатчиках сигналов изображения и звука; например, в состав только выходных каскадов РПС (рис. 9.3 или 9.4) входят до шести одинаковых генераторных блоков: в каждом из двух полукомплектов имеются по два блока в квадратурном выходном каскаде передатчика сигналов изображения и по одному — в передатчике сигналов звука. Генераторные блоки меньших размеров используются и в предварительных каскадах УМВЧ, начиная с уровня мощности 100 ... 400 Вт.

Коаксиальные колебательные системы обеспечивают высокую добротность, малое излучение электромагнитной энергии в окружающее пространство и очень удобно соединяются (стыкуются) с мощными лампами УКВ-ДЦВ диапазона, имеющими осесимметричную пирамидальную конструкцию кольцевых выводов всех электродов.

Наибольшее распространение получили два варианта конструкций генераторных блоков: с односторонним (рис. 9.10а) и с двусторонним (по отношению к лампе) расположением резонаторов (рис. 9.10б).

В конструкциях рис. 9.10 выходной контур образован отрезком коаксиальной линии, состоящей из цилиндрических проводников

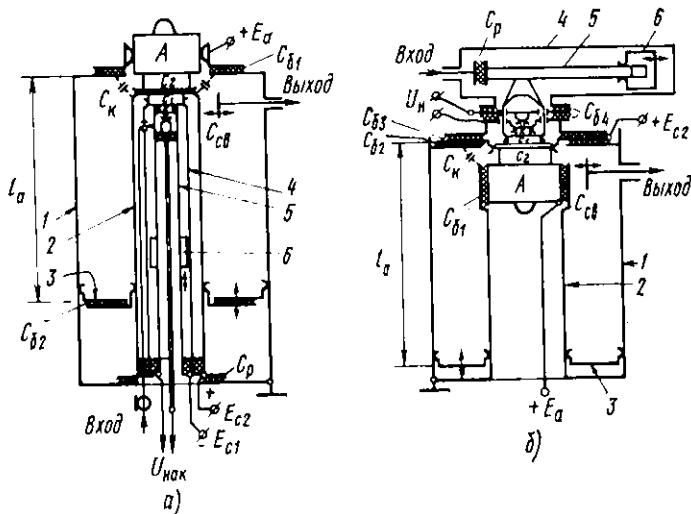


Рис. 9.10

1 и 2, закороченным с одной стороны плунжером 3, а с другой стороны подключенным к аноду и второй сетке лампы. Роль емкости контура C_K выполняет, главным образом, выходная емкость лампы $C_{\text{вых}}$, причем из-за влияния неоднородностей конструкции может быть $C_K \approx (1 \dots 2) C_{\text{вых}}$.

Длина резонатора l_a определяется из условия резонанса контура, образуемого емкостью C_K и эквивалентной индуктивностью l_2 отрезка линии:

$$1/\omega C_K = \omega \rho_d \operatorname{tg}(2\pi l_a/\lambda), \quad (9.4)$$

где $\rho_d = 138 \lg(D/d)$ — волновое сопротивление линии; D — внутренний диаметр внешнего проводника 1; d — внешний диаметр внутреннего проводника 2; $\lambda = 3 \cdot 10^8/f$ — длина волны.

Обычно длина резонатора лежит в пределах $0,1\lambda < l_a < \lambda/4$. Размеры D и d проводников линии выбираются из соображений удобства стыковки контура с выводами лампы и обеспечения $\rho \approx 30 \dots 100$ Ом, так как минимум потерь в коаксиальных линиях соответствует $\rho \approx 50 \dots 80$ Ом. Следует учитывать также, что некоторые параметры контура, эквивалентного резонатору, зависят от его относительной длины l/λ , так:

$$R_9 = \rho_K Q = \rho_d Q \psi(x), \quad \text{где } \psi(x) = 4 \sin^2 x / (2x + \sin 2x); \quad x = 2\pi l/\lambda. \quad (9.5)$$

Входной контур обычно имеет пониженное волновое сопротивление $\rho \approx 25 \dots 40$ Ом, и из-за большой входной емкости $C_{\text{вх}} \approx C_{K, \text{с.г.}} + C_{\text{с.г.}}, \text{ а}$ длина его l_c оказывается значительно меньше длины выходного контура l_a . Поэтому часто входной контур удается разместить во внутреннем проводнике выходного контура (рис. 9.10а). Такое «одностороннее» расположение резонаторов создает конструкцию генераторного блока, очень удобную для замены лампы: лампа просто вставляется сверху, надежно контактируя с пружинящими выводами концов обоих резонаторов. Однако при этой конструкции возникают трудности в обеспечении развязок по цепям постоянных и переменных токов, изоляции отдельных элементов конструкции, центровки контактных выводов резонаторов, осуществления приводов настройки, обеспечивающих перемещение плунжеров 3 и 6, создания каналов для потока воздуха системы охлаждения. Значительно легче решаются многие из этих проблем в конструкции с двусторонним расположением резонаторов (рис. 9.10б), но здесь для замены лампы необходимо снимать все «сеточно-катодное устройство», включающее в себя входной резонатор 4, 5, 6 и контактную систему цепей канала, первой и второй сеток, с блокировочными емкостями $C_{\text{бл.2}}, C_{\text{бл.3}}, C_{\text{бл.4}}$. Тем не менее генераторный блок на рис. 9.10б проще в механическом отношении и оказывается легче в 1,5...2 раза, чем блок на рис. 9.10а, при одинаковой их мощности.

Настройка входных резонаторов, имеющих низкое ρ и малое отношение $D/d \approx 1,5$, часто осуществляется бесконтактным емкостным плунжером 6. Связь выходного резонатора с последующим трактом обычно регулируется перемещением электрода, образующего $C_{\text{св}}$.

Почти все блокировочные и разделительные емкости в генераторных блоках (см. рис. 9.10) являются «конструкционными», т. е. образованы емкостями между поверхностями соответствующих электродов и деталей конструкции, разделенных твердым диэлектриком (фторопласт, слюда и др.) определенной толщины $\Delta_{\text{диэл}}$, обеспечивающей необходимую электрическую прочность конденсатора. В большинстве практических случаев для определения их емкости можно пользоваться соотношением для плоского конденсатора:

$$C = \epsilon S / 4\pi \Delta_{\text{диэл}}, \quad (9.6)$$

где ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость примененного изолятора; S — площадь поверхности электродов, образующих емкость.

Для некоторых ламп выпускают специальные керамические кольцевые блокировочные конденсаторы (типа КВЦ).

Формирование АЧХ радиотракта. Обеспечение требуемой (см. § 9.2) АЧХ в ТВ передатчиках представляет одну из самых важных проблем. В передатчиках с модуляцией на среднем уровне мощности (см. рис. 9.6) модулируемый каскад и последующие УМК обычно имеют двухконтурные колебательные системы со связью, превышающей критическую, на выходе и одноконтурные — на входе. Амплитудно-частотные характеристики выходной и входной цепей и результирующая АЧХ каскада УМК приведены на рис. 9.11а, б, в. Подбором затухания входного кон-

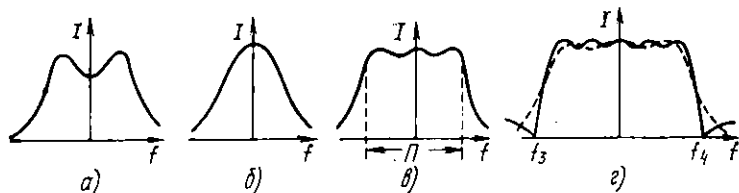


Рис. 9.11

тура и регулировкой связи выходных контуров удается обеспечить достаточно равномерное усиление в требуемой полосе частот. Однако при этом не удастся получить необходимую «прямоугольность» АЧХ радиотракта, т. е. высокую крутизну скатов АЧХ, и требуемое затухание (-20 дБ) на частотах $f_3 = f_{из} - 1,25$ МГц и $f_4 = f_{из} + 6,375$ МГц. Поэтому в УМК, чаще всего выходном, двухконтурная колебательная система дополняется двумя режекторными шлейф-резонаторами, настроенными примерно на указанные частоты. При этом результирующая АЧХ приобретает вид, изображенный на рис. 9.11г. Упрощенная принципиальная схема выходного каскада УМК, содержащего двухконтурную колебательную систему (коаксиальные резонаторы КР₁ и КР₂) с емкостной регулируемой связью ($C_{сп}$) и двумя шлейф-резонаторами (КР₃ и КР₄) приведена на рис. 9.12а, а ее эквивалентная электрическая схема — на рис. 9.12б.

При осуществлении модуляции на промежуточной частоте (см. рис. 9.7) формирование АЧХ производится также на низком уровне мощности в одном из каскадов УПЧ, следующих за модулируемым каскадом. При сравнительно низкой $f_{пч} \approx 38$ МГц целесообразно применять фильтры на сосредоточенных L - и C -элементах, которые весьма малогабаритны, легко настраиваются и практически позволяют выполнить фильтр любой степени сложности и обеспечить требуемую форму АЧХ радиотракта. На рис. 9.12в приведена одна из возможных схем фильтра формирования АЧХ, расчет элементов которой подробно рассмотрен в [9.6]. Последующие каскады УПЧ и УМК на рабочей частоте выполняются как полосовые усилители (с рабочей полосой частот $\Delta f \geq 8$ МГц).

Требование ГОСТ [9.2] в отношении затухания (-40 дБ в об-

ласти частот $f_{из} = 4,286 \pm 0,5$ МГц, см. рис. 9.2) обычно обеспечивается включением дополнительного режекторного фильтра на выходе радиотракта (см., например, рис. 9.7), так как в каскадах

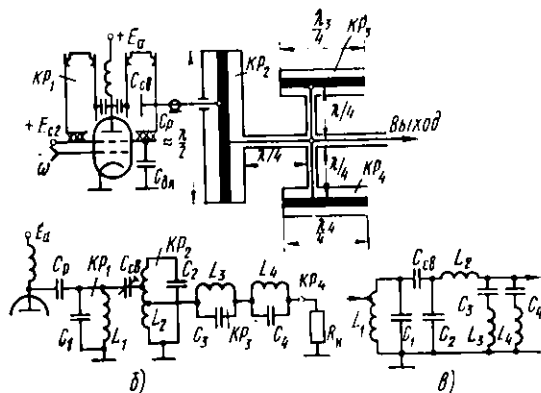


Рис. 9.12

УМК, реально имеющих некоторую нелинейность, может возникнуть значительный уровень комбинационных частот $2f_{из} - f_{цв} \approx \approx f_{из} - 4,3$ МГц.

Квадратурные мосты распределения и сложения мощности. Применяемые в ТВ передатчиках мосты представляют собой (рис. 9.13а) отрезок двухпроводной линии дли-

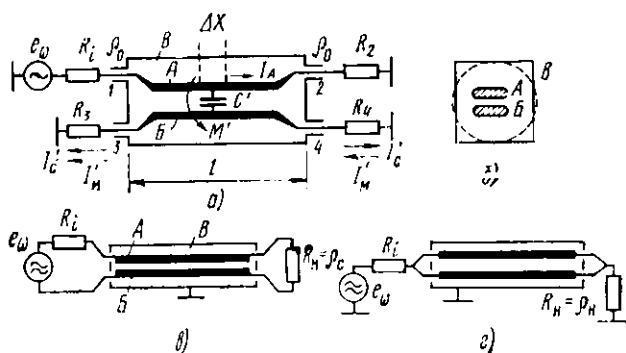


Рис. 9.13

ной l , проводники A и B которой помещены в общий экран B круглой или прямоугольной формы. Концы проводников A и B подключены к выводам $1-4$ моста, представляющим собой линии с волновым сопротивлением ρ_0 .

Принцип работы моста можно пояснить следующим образом: пусть, например, к выводу 1 подключен генератор с ЭДС e_ω с $R_1 = \rho_0$, а к остальным — согласованные активные сопротивления $R_2 = R_3 = R_4 = \rho_0$. Под действием ЭДС e_ω в проводнике A течет ток I_A . При этом на некотором малом участке линии Δx

емкостная связь между проводниками A и B вызывает в R_3 и R_4 синфазные токи

$$i'_c \approx 0,5 e_x i \omega C' \Delta x, \quad (9.7)$$

где e_x — разность потенциалов проводников A и B на участке Δx ; C' — погонная емкость связи проводников A и B .

Индуктивная связь между проводниками A и B приводит к появлению на участке Δx проводника B ЭДС

$$e_m = -i \omega M' \Delta x I_A, \quad (9.8)$$

под действием которой в резисторах R_3 и R_4 протекают противофазные токи (пунктирная стрелка на рис. 9.13а):

$$i''_m \approx e_m / (R_3 + R_2) = -i \omega M' \Delta x I_A / 2 \rho_0, \quad (9.9)$$

где M' — погонная взаимоиндуктивность связи проводников A и B . В резисторе R_4 эти токи противоположно направлены и при некотором соотношении между электрической (C') и магнитной (M') связями линий A и B результирующий ток (или мощность) равен нулю. Приравняв i'_c и i''_m и учитывая, что $e_x / I_A \approx \rho_0$ и $R_2 = R_3 = \rho_0$, получаем необходимое соотношение

$$M' / C' = \rho_0^2. \quad (9.10)$$

При этом вывод 4 моста оказывается развязанным по отношению к входу 1, а мощность генератора (без учета собственных потерь моста) передается поровну в R_3 и R_2 .

Анализ показывает, что для выполнения такого баланса необходимо обеспечить условия:

$$\sqrt{\rho_c \rho_n} = \rho_0; \rho_n = 1,46 \rho_c, \quad (9.11)$$

где ρ_0 — волновое сопротивление выводов моста; ρ_c — волновое сопротивление симметричной линии, состоящей из проводников A и B в экране B (рис. 9.13а); ρ_n — волновое сопротивление несимметричной линии, состоящей из двух параллельно соединенных проводников A и B , в экране B (рис. 9.13г). Значения ρ_c и ρ_n легко измерить практически.

Сдвиг фаз между напряжениями $\dot{U}_R$ и $\dot{U}_R$ зависит от общей длины l и при $l = \lambda/4$ составляет 90° ($\dot{U}_n$ отстает от $\dot{U}_R$ на 90°). Поэтому такие мосты называют квадратурными.

Квадратурные мосты обладают некоторыми очень полезными свойствами (см. также гл. 3).

1. При рассогласовании нагрузок в плечах 2 и 3 отраженные по этой причине мощности поступают в плечо 4 и рассеиваются там, при этом входное сопротивление моста со стороны плеча 1 сохраняется в первом приближении неизменным.

2. Если к выводам 1 и 4 подключить идентичные генераторы с согласованными с ρ_0 внутренними сопротивлениями, то при соблюдении условий (9.11) генераторы взаимно развязаны, а мощности их суммируются в плече 2, если фаза генератора в плече 1 опережает фазу генератора в плече 4 на 90° (при этом $P_{R_3} = 0$). Если же фаза генератора e_4 опережает фазу генератора e_1 на 90° , то мощности складываются в плече 3. При синфазной или противофазной работе генераторов мощности распределяются поровну между R_2 и R_3 .

Квадратурные мосты удовлетворительно работают в относительной полосе частот $f_B/f_H \approx 1,5 \dots 2$. Подобные квадратурные мос-

выводу 4 моста, и энергия их рассеивается в балластном резисторе R_6 . Для нормальной работы схемы необходимо обеспечить дополнительный сдвиг фазы на 90° при возбуждении второго полукомплекта, например увеличив длину его входного фидера на $\lambda/4$.

Если для сложения мощностей полукомплектов применить квадратурный мост (рис. 9.14б), то необходимые фазовые сдвиги автоматически обеспечиваются свойствами этого моста и длины фидеров на входе и выходе полукомплектов должны быть одинаковы. Отраженная мощность $P_{отр}$, поступающая через вывод 4 в мост M_2 , передается к выводам 2 и 3, причем колебания в точке 3 запаздывают на 90° по отношению к колебаниям в точке 2 (выводы 4 и 1 взаимно развязаны). После отражения от выходов полукомплектов колебания отраженных сигналов снова поступают к выводам 2, 3, сохранив прежнюю разность фаз (отставание на 90° в точке 3). Мощность таких колебаний складывается в плече 1, т. е. поглощается в балластном резисторе R_{62} . Возбуждение на входы полукомплектов подается через аналогичный квадратурный мост M_1 , который, разумеется, может быть рассчитан на меньшую мощность. Мощности, отраженные от входов полукомплектов из-за неточного согласования, также поглощаются в балластном резисторе R_{61} , а входное сопротивление моста M_1 со стороны вывода 1 практически не зависит от входных сопротивлений $Z_{вх1}$ и $Z_{вх2}$ полукомплектов.

Аналогичные схемы эхопоглощения применяются и в выходных ступенях трактов УМВЧ каждого полукомплекта, которые также выполняются из двух автономных генераторных блоков, так как возможна работа одним полукомплексом в обход моста.

Для борьбы с рассогласованиями в ВЧ тракте передатчика можно успешно применять независимые элементы — вентили или циркуляторы. Подобные решения применены в передатчике IV—V диапазонов [9.5].

9.6. Особенности тракта передачи изображения ТВ передатчиков

Тракт модулирующих частот (тракт изображения) ТВ передатчика изображения (рис. 9.15) довольно сложен и кроме обычной задачи — усиления входного ТВ сигнала до величины, необходимой для осуществления модуляции в выбранной ступени, — выполняет еще ряд специфических функций:

предварительную коррекцию амплитудной и фазовой характеристик, т. е. коррекцию нелинейных, фазовых и дифференциально-фазовых искажений, которые возникают как в тракте изображения, так и в радиотракте передатчика;

установку (регулировку) уровней синхроимпульсов, гашения, черного и белого полей;

ограничение спектра модулирующих частот до ≈ 6 МГц и коррекцию АЧХ в области цветowych поднесущих;

восстановление постоянной составляющей (ВПС) в телевизионном сигнале.

сопротивление 150...100 Ом. Поэтому выходное сопротивление МУ $R_{им}$ должно быть довольно мало, чтобы обеспечить достаточно равномерную АЧХ и допустимые нелинейные искажения.

Необходимую величину $R_{им}$ можно определить по допустимой неравномерности АЧХ M_b на верхней частоте модуляции F_b согласно эквивалентной схеме рис. 9.16б:

$$R_{им} \leq \sqrt{M_b^2 - 1} / 2\pi F_b C_n. \quad (9.12)$$

При $C_n = 200$ пФ, $M_b \approx 0,5$ дБ и $F_b = 6,5 \cdot 10^6$ Гц модуляционное устройство должно иметь $R_{им} \approx 40$ Ом. Положение может быть несколько улучшено введением в МУ схем ВЧ коррекции.

Необходимая амплитуда выходного сигнала модулятора определяется изменением смещения модулируемого каскада, обеспечивающим переход от режима СИ до режима белого поля, т. е. $\Delta U_m = E_{с.си} - E_{с.б.}$. При модуляции на среднем уровне в каскаде УМВЧ мощностью 100...400 Вт обычно $\Delta U_m \approx 100...150$ В. При этом изменение тока в нагрузке ΔI_n определяется минимальной длительностью фронта сигнала $\Delta t_{min} = 0,08...0,1$ мкс (см. § 9.1):

$$\Delta I_n \approx \Delta U_n C_n / \Delta t_{min}. \quad (9.13)$$

Для указанных выше величин $\Delta I_n \approx 0,2...0,5$ А.

Если выходную ступень МУ выполнять как широкополосный резистивный усилитель класса А, то для достижения малого $R_{им}$ и требуемого значения ΔU_m потребовалось бы изменение тока в его выходной цепи $\Delta I_m = \Delta U_m / R_n \approx 2...4$ А при $R_n \approx R_{им} \approx 40$ Ом, а потребляемая мощность составила бы 0,5...1 кВт.

В современных видеомодуляторах используют специальные схемы, где сопротивление нагрузки R_n изменяется в соответствии с усиливаемым сигналом (рис. 9.17а). Например, на рис. 9.17б

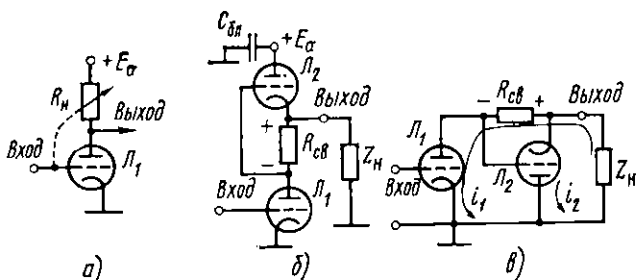


Рис. 9.17

показана упрощенная схема усилителя с регулируемой анодной нагрузкой, роль которой выполняет внутреннее сопротивление лампы L_2 , причем переменные составляющие токов обеих ламп, i_1 и i_2 , складываются в нагрузке Z_n (рис. 9.17в). Подобные схемы обычно называют усилителями с параллельным регулированием (УПР) или управлением.

Реальные схемы УПР обеспечивают выходное сопротивление $R_{*и} \approx 10...100$ Ом и коэффициент усиления $K_{*и} \approx 5...20$.

Значительно меньше R_i можно обеспечить, применив катодный повторитель с параллельным регулированием (рис. 9.18). Выходное сопротивление такого усилителя

$$R_i \approx [S_1 (1 + S_2 R_{св})]^{-1}, \quad (9.14)$$

где S_1 и S_2 — статические крутизны ламп Λ_1 и Λ_2 . Таким образом R_i в $(1 + S_2 R_{св})$ раз ниже, чем в обычном катодном повторителе. Реально достижимы величины R_i порядка единиц и десятков ом. Однако такой катодный повторитель не обеспечивает усиления напряжения:

$$K_u = U_{вых}/U_{вх} = 1 - R_i/R_n < 1, \quad (9.15)$$

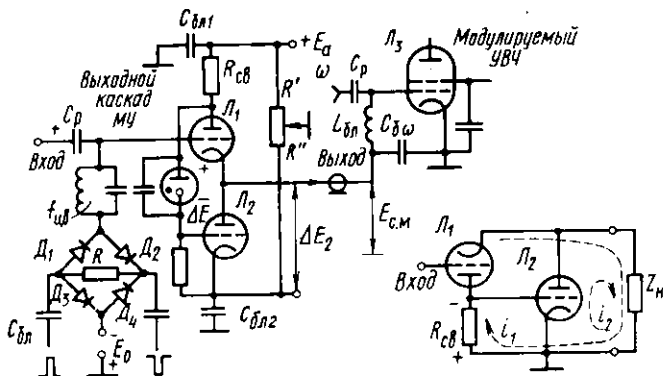


Рис. 9.18

и поэтому в случае использования его в выходном каскаде видеомодулятора предыдущий каскад обычно выполняется как УПР по схеме на рис. 9.17б.

Каскады предварительного усиления видеомодулятора выполняются по обычным схемам резистивных широкополосных усилителей с элементами коррекции АЧХ. Цели коррекции АЧХ применяются и в выходных каскадах модулятора (на рис. 9.17б, 9.18а это не показано).

В настоящее время имеется возможность выполнить модуляционное устройство с указанными параметрами полностью на транзисторах. При этом могут быть улучшены качественные показатели, уменьшены габаритные размеры и потребляемая мощность, увеличены надежность и срок службы. К сожалению, такие МУ пока недостаточно разработаны и в отечественной практике редко применяются при модуляции на среднем уровне мощности.

При модуляции на малом уровне мощности (и на ПЧ) обычно применяются балансные модуляторы (БМ) на полупроводниковых диодах, которые просты, надежны, обеспечивают высокую линейность, значительное подавление побочных продуктов модуляции и малый уровень СФМ (см. [9.27, гл. 10]). Один из вариантов схем таких модуляторов [9.8] представлен на рис. 9.19 и, по существу, мало отличается от схем БМ, применяемых при формировании сигналов с ОМ. Резисторы R^* и симметрирующие трансформаторы-линии $Tл$ (о принципах их работы см. [9.6, § 3.6]) способствуют лучшей балансировке схемы при работе с высокой частотой модуляции (до $\approx 6,5$ МГц). Необходимый уровень несущей в выходном сигнале модулятора может быть обеспечен определенным разбалансом схемы или же добавлением несущей в выходной сигнал » обход модулятора (пунктир на рис. 9.19). По-

добные модуляторы обеспечивают выходную мощность порядка единиц милливатт, поэтому в последующем тракте УМК требуется усиление 50 ... 65 дБ. Для предварительного усиления модули-

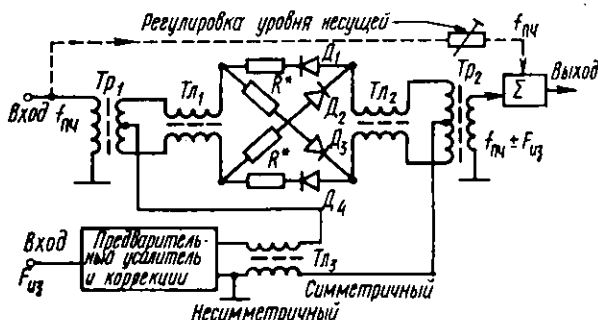


Рис. 9.19

рующего сигнала применяются обычные схемы транзисторных видеоусилителей с различными цепями коррекции. Для преобразования спектра модулированных сигналов ПЧ на частоты рабочего канала применяются также схемы диодных балансных смесителей-преобразователей: в I—III диапазонах ТВ вещания схемы, подобные приведенным на рис. 9.19, а в IV—V диапазонах чаще применяются варакторные повышающие преобразователи [9.8].

Схемы восстановления постоянной составляющей (ВПС). Как отмечалось выше, ТВ сигнал однополярен и среднее его значение может изменяться в пределах уровней «белое—черное» в зависимости от средней освещенности передаваемого изображения. Изменения эти сравнительно медленные, спектр их частот от 0 до 2...3 Гц. На рис. 9.20а приведены ТВ сигналы в течение одной строки, соответствующие передаче двух изображений: 1) черная вертикальная полоса на белом фоне; 2) белая полоса на черном фоне. Средние значения этих сигналов $U_{ср}$ сильно отличаются.

Выполнять все многочисленные каскады усиления и различной обработки сигнала изображения от передающей трубки камеры до приемной трубки телевизора, включая и тракт изображения ТВ передатчика, по схемам усилителей постоянного тока (УПТ) чрезвычайно сложно и нецелесообразно. Большинство этих каскадов выполняется по схемам с разделительными емкостями (из-за которых и происходит потеря постоянной составляющей сигнала изображения) и с нижней границей рабочей полосы частот $F_H \leq F_{полосы} = 50$ Гц. Сигналы с утраченной постоянной составляющей показаны на рис. 9.20б. Заметим, что переходные емкости в каскадах радиочастотного тракта ТВ передатчика и трактов ВЧ и ПЧ приемника не вызывают потери постоянной составляющей ТВ сигнала, так как спектры сигналов в этих трактах полностью

расположены в области несущих частот и относительно узкополосны.

Поскольку в ТВ сигнале четко определены различные уровни (см. § 9.1) и в конце каждой строки есть гасящий импульс (ГИ), то это открывает возможность сравнительно легко восстановить

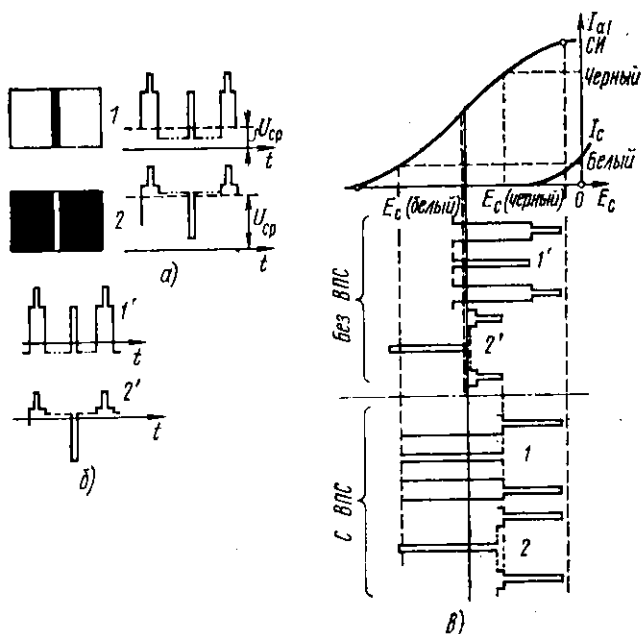


Рис. 9.20

утерянную постоянную составляющую, приводя периодически величину сигнала в течение длительности ГИ к определенному значению. В телевизионной технике разработаны и широко применяются различные схемы восстановления постоянной (средней) составляющей (ВПС) сигнала изображения.

В принципе, ВПС можно было бы произвести на управляющем электроде приемной трубки — кинескопа, однако при этом будут плохо использоваться амплитудные характеристики многих звеньев тракта передачи ТВ сигналов, в том числе и радиопередатчика сигналов изображения. Например, если в передатчике производить модуляцию сигналами изображения без постоянной составляющей, то среднее значение выходной мощности будет мало изменяться, однако мощность в режиме синхроимпульса будет сильно изменяться в зависимости от средней освещенности передаваемых изображений (рис. 9.20б). Это приводит к недоиспользованию модуляционной характеристики $I_{a1}(E_c)$ в 1,7...1,8 раза для упомянутых ранее сигналов «черной» 1 и «белой» 2 полос и вызывает проигрыш по мощности в 3...3,5 раза (т. е. в передатчике потребовалось бы устанавливать в ≈ 3 раза более мощные лампы). Кроме того, возрастают и нелинейные искажения, так как больше используются нелинейные участки модуляционной характеристики.

Формы модулирующих сигналов с восстановленной постоянной составляющей показаны на рис. 9.20в внизу. При этом уровни модулированного радиочастотного сигнала оказываются четко фиксированными, более полно исполь-

зуется мощность генераторных ламп в передатчике и для модуляции сигналом изображения используется наиболее линейный участок характеристики $I_{a1}(E_a)$ между уровнями «черного» и «белого».

В телевизионном передатчике ВПС¹ обычно осуществляется в выходном каскаде модуляционного устройства или даже в двух последних его каскадах, так как желательно также полностью использовать их амплитудные характеристики. При этом выход МУ должен быть непосредственно (гальванически) связан с цепью сетки модулируемого УМВЧ. Например, на рис. 9.18а приведена возможная схема выходного каскада МУ, выполненного в виде катодного повторителя с параллельным регулированием на лампах L_1 и L_2 (могут использоваться и группы параллельно включенных ламп). В цепи сетки L_1 включена схема ВПС, состоящая из моста на диодах $D_1—D_4$, резистора R и источника E_0 . Во время задней части (площадки) гасящего импульса в диагональ моста подаются управляющие импульсы указанной полярности длительностью 3—4 мкс, под действием которых диоды $D_1—D_4$ отпираются и потенциал сетки c_1 доводится до величины E_0 . В остальное время потенциал c_1 определяется напряжением на разделительной емкости C_p , которое в течение длительности строки может несколько изменяться при изменении средней составляющей сигнала изображения. После каждой строки снова включается схема ВПС и емкость C_p либо несколько заряжается, либо разряжается до необходимого потенциала. Параметры схемы выбираются таким образом, чтобы обеспечивалась малая постоянная времени перезаряда емкости C_p под действием схемы ВПС, но емкость C_p берется достаточно большой, чтобы за время длительности строки потенциал ее изменялся не более чем на 5...10%. Управляющие импульсы формируются специальной схемой непосредственно из синхросмеси телевизионного сигнала.

При передаче цветных изображений на задней площадке гасящих импульсов размещается сигнал цветовой поднесущей (см. рис. 9.16), и чтобы система ВПС не нарушала передачи этого сигнала на сетку L_1 и соответственно на выход МУ, в цепь ВПС включается параллельный контур, настроенный в резонанс с $f_{цв} \approx 4,43$ МГц (см. рис. 9.18а).

При гальванической связи выходного каскада МУ с цепью сетки модулируемого УМВЧ необходимое постоянное смещение на сетке последнего обеспечивается либо включением последовательно в цепь связи отдельного изолированного источника (выпрямителя), либо подбором режима выходного каскада модулятора. Первое решение приводит к значительному увеличению емкости нагрузки модулятора, что ухудшает общую АЧХ. На рис. 9.18а показан другой вариант: источник питания выходного каскада МУ ($+E_a$, $-E_a$) изолирован от «земли», параллельно источнику включен потенциометр R' , R'' , положение заземленного подвижного контакта которого определяет постоянный потенциал на выходе МУ, т. е. $E_{с.м} = E_a R'' / (R' + R'') - \Delta E_2$. Величина $E_{с.м}$ просто и легко регулируется в широких пределах, однако в делителе R' , R'' рассеивается значительная мощность, соизмеримая с мощностью, потребляемой выходной ступенью МУ.

Коррекция характеристик ТВ передатчиков. Коррекцию фазо-частотной характеристики (ФЧХ) $\varphi(\omega)$ ТВ передатчика желательно производить как по частоте сигнала изображения, так и по ВЧ в тракте радиочастотном или на ПЧ (после осуществления модуляции). В передатчиках с модуляцией на среднем уровне ВЧ коррекцию ФЧХ не производят, так как очень сложна реализация корректоров на столь большой мощности.

Поскольку АЧХ ТВ передатчика строго нормирована, то для коррекции ФЧХ (или выравнивания характеристики ГВЗ) используют звенья, включаемые обычно последовательно в тракте изображения или ВЧ тракте, модуль коэффициента передачи которых не зависит от частоты, а фазовая характеристика может регулироваться в некоторых пределах. Так, для коррекции ГВЗ по частоте сигнала изображения используются 10—12 пассивных звеньев минимально-фазового типа (рис. 9.21а, б).

¹ В подавляющем большинстве находящихся в эксплуатации отечественных передатчиков применяется модуляция смещением на среднем уровне мощности.

Кроме того, по частоте сигнала изображения производит коррекцию нелинейности амплитудной характеристики, применяя на входе видеомодулятора известные в телевизионной технике схемы и методы γ -коррекции¹ [9.6; 9.14].

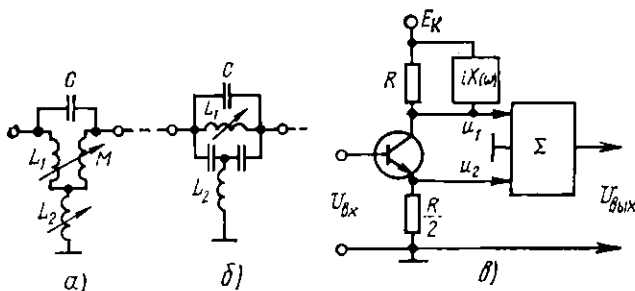


Рис. 9.21

В передатчиках с модуляцией на низком уровне для ВЧ коррекции применяются различные схемы активных корректоров, т. е. усилителей, АЧХ которых равномерна, а ФЧХ может легко регулироваться. Принцип их работы обычно таков: сигнал разделяется на два канала, в одном включена цепь (резонансный контур) $iX(\omega)$, а другой канал обеспечивает частотнонезависимое усиление с коэффициентом передачи (усиления), вдвое меньшим, чем первый на частоте резонанса цепи $iX(\omega)$. Затем выходные сигналы каналов вычитаются. На рис. 9.21б показан пример схемы звена активного ВЧ корректора, использующего в качестве $iX(\omega)$ параллельный резонансный контур. Обычно для ВЧ коррекции применяются до пяти—восемь таких звеньев. Настройка фазовых корректоров производится по допустимому искажению формы специальных сигналов.

9.7. Совместная работа передатчиков сигналов изображения и звукового сопровождения

Работа двух передатчиков (сигналов изображения и звука) с различными несущими частота $f_{из}$, $f_{зв}$, различными видами модуляции (АМ в передатчике сигналов изображения и ЧМ в передатчике звуковых сигналов) и различными мощностями ($P_{из}/P_{зв} = 5 \dots 10$) на одну общую антенно-фидерную систему представляет серьезную техническую проблему.

Необходимо суммировать выходные сигналы обоих передатчиков с минимальными потерями мощности и обеспечить их взаимную развязку (независимость работы).

Если применить обычные мосты (см. рис. 9.13 или гл. 3), то из-за различия частот разность фаз суммируемых колебаний будет периодически изменяться во времени $\Delta\varphi(t) = 2\pi(f_{зв} - f_{из})t$ и соответственно с такой же частотой мощность будет передаваться

¹ В современной телевизионной технике характеристики «свет—сигнал» передающих трубок и обратная характеристика кинескопов оказываются существенно нелинейными, поэтому амплитудная характеристика ТВ тракта, звеном которого является радиопередатчик сигналов изображения, должна иметь определенную нелинейность: $U_{вых} = U_{вх}^\gamma$, где γ — показатель нелинейности тракта. Обычно необходимо обеспечить $\gamma \approx 1,4 \dots 2$. Подбор требуемой нелинейности называют γ -коррекцией.

то в выходной фидер, то в балластный резистор. Кроме того, постоянно изменяются и амплитудные соотношения, так как в передатчике сигналов изображения используется АМ, а в канале звукового сопровождения — ЧМ. Поэтому потери мощности при сложении на обычных мостах составили бы более 50%, что неприемлемо.

Передатчики сигналов изображения и звука подключаются к общему фидеру через специальный разделительный фильтр РФ (см. рис. 9.3), представляющий собой, по существу, комбинацию мостовых устройств сложения мощности с дополнительными частотноизбирательными цепями. В зарубежной практике иногда применяют термины «дуплексер», «фильтрплексер».

На рис. 9.22а схематически изображен применяемый в отечественной практике РФ мостового типа с дополнительными резонаторами. Двойной квадратный мост образован из семи отрезков коаксиальных линий с волновым сопротивлением ρ_0 длиной $\lambda_0/4$

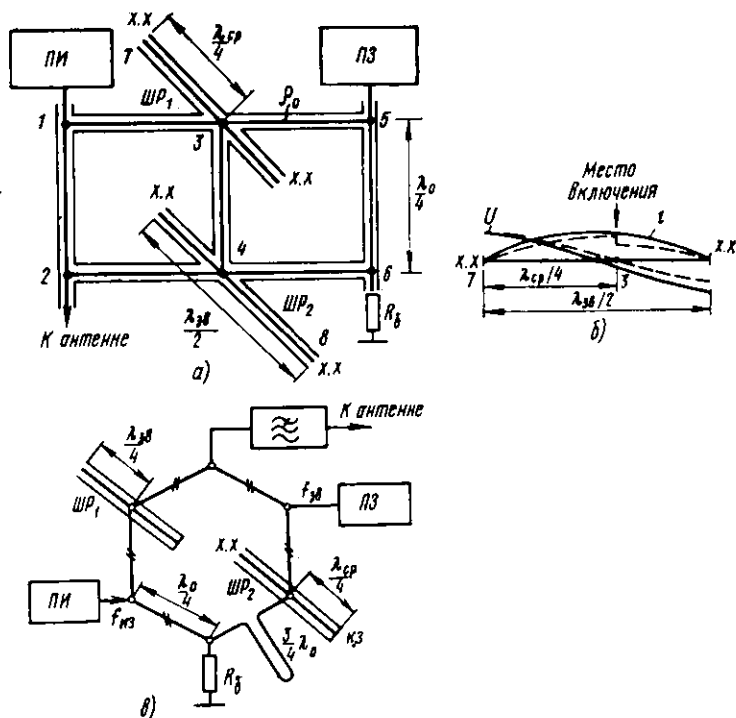


Рис. 9.22

(λ_0 соответствует частоте $f_{зв}$ — (2...3) МГц). В точках 3 и 4 к мосту подключены шлейф-резонаторы ШР1 и ШР2, представляющие собой коаксиальные резонаторы с разомкнутыми концами, общей длиной $\lambda_{зв}/2$. Шлейф-резонаторы подключены к мосту на расстоя-

$|Z_3 - s| \ll \rho_0$ для частот, лежащих в пределах полезного спектра сигналов изображения (т. е. создается режим, близкий к КЗ).

Энергия передатчика звука, поступаая в плечо 1 моста M_2 , разветвляется (разделяется) в плечи 2 и 3 и не попадает в балластное сопротивление R_6 в силу свойств моста (см. § 9.5), причем фаза колебаний в плече 2 отстает на 90° от фазы колебаний в плече 3. Затем колебания по линиям 1 и 2 поступают в плечи 2 и 3 моста M_1 , где с учетом их фаз суммируются в плече 4, не попадая в плечо 1. Аналогично энергия передатчика сигналов изображения ПИ разделяется мостом M_1 и поступает в плечи 2 и 3, при этом фаза колебаний в плече 2 отстает на 90° . Однако колебания полезного спектра частот, поступаая в линии 1 и 2, за счет влияния резонаторов $P_3 - P_8$ отражаются и возвращаются с сохранением разности фаз к входам 2 и 3 моста M_1 , где они суммируются в плече 4 и через фильтр гармоник ФГ поступают в антенный фидер. Колебания же подавляемой части нижней боковой полосы спектра $f_{п.б.п} \leq f_{пс} - 1,25$ МГц свободно проходят от моста M_1 к мосту M_2 (резонаторы $P_1 - P_8$ не препятствуют этому) и, суммируясь в плече 4 моста M_2 , поглощаются в балластном резисторе R_6 . Рассмотренный РФ обеспечивает взаимную развязку передатчиков 35...40 дБ, вносит небольшие потери и способствует фильтрации подавляемой части НБП. Последнее качество особенно полезно при модуляции и формировании АЧХ на малом уровне мощности, когда в каскадах УМК из-за неизбежной их нелинейности возникают комбинационные составляющие типа $2f_{пс} - f_{п.б.п} = f_{п.б.п}$, а уровни подавляемой части НБП жестко нормированы (см. рис. 9.2).

При совместной работе ПИ и ПЗ необходимо обеспечить такие значения их частот в определенных пределах.

По современным требованиям [9.1; 9.2] допускается нестабильность несущих частот $f_{пз}$ и $f_{зв} \approx \pm 500$ Гц, однако разнос их $f_{зв} - f_{пз} = 6,5$ МГц должен также соблюдаться с точностью ± 500 Гц. В ближайшем будущем эти требования возрастут до $\pm (200 \dots 100)$ Гц. В передатчиках прошлых лет задача стабилизации частот $f_{пз}$ и $f_{зв}$ решалась отдельно, путем применения кварцевых резонаторов в возбудителях ПИ и ПЗ. В настоящее время обычно обеспечивают высокую стабильность $f_{пз}$, а частотную модуляцию звуковым сигналом осуществляют на поднесущей частоте $f_{п} = 6,5$ МГц и затем путем смещения частот получают $f_{зв} = f_{пз} + f_{п}$. Возможны некоторые другие значения $f_{п}$, например в случае модуляции на ПЧ [9.5; 9.8].

В заключение следует отметить, что общие задачи в области ТВ вещания — развитие передающей ТВ сети с целью максимального расширения зоны приема телевидения и обеспечения всего населения нашей страны ТВ вещанием, улучшение качества работы и повышение экономической эффективности сети, организация многопрограммного вещания [9.15] — определяют и основные направления развития и совершенствования ТВ передатчиков:

повышение надежности работы, обеспечение стабильности параметров и характеристик и дальнейшая автоматизация для создания автоматизированных, дистанционно управляемых, необслуживаемых радиостанций;

разработка ТВ передатчиков более широкой градации мощностей: 0,1 ... 0,2; 1* ... 2; 10; 100* Вт; 1; 5*, 20 ... 25*, 50* кВт (в настоящее время разработаны и эксплуатируются передатчики, имеющие мощности, отмеченные *);

дальнейшее улучшение параметров и характеристик передат-

чиков для повышения качества ТВ вещания (с учетом цветного телевидения) во всех диапазонах;

более интенсивное освоение ДЦВ диапазона.

Решению многих из этих задач способствует максимальная транзисторизация основных блоков ТВ передатчиков (возбудителей, предварительных УМВЧ, модуляторов, систем автоматики, контрольно-измерительной аппаратуры, систем питания и т. п.). В настоящее время по-видимому, уже целесообразно выполнять ВЧ тракты ТВ передатчиков мощностью до 50 ... 100 Вт (и даже до 0,5 ... 1 кВт) в I—III диапазонах и до 10 Вт в IV—V диапазонах полностью на транзисторах, а при большей мощности использовать одну-две ступени ламповых УМВЧ.

Значительный интерес представляет создание общего тракта усиления мощности сигналов изображения и звукового сопровождения (разумеется, с обеспечением требуемого качества). При этом существенно упрощается структура ТВ РПС и может быть существенно повышена ее надежность. Подобное решение пока применяется лишь в ретрансляторах малой мощности (не превышающей 10 Вт).

К 1980 г. число мощных ТВ РПС в нашей стране составляло ≈ 550 , а ретрансляторов мощностью ≤ 100 Вт примерно 1800, что обеспечивает $\approx 85\%$ населения страны ТВ вещанием [9.7]. Дальнейшее развитие сети ТВ вещания наиболее целесообразно вести путем более широкого применения ретрансляторов и подачи программ в удаленные районы через искусственные спутники Земли (ИСЗ), а также путем прямого ТВ вещания с расположением достаточно мощных передатчиков непосредственно на борту ИСЗ [9.15; 9.16].

Глава 10

Передатчики радиорелейной, тропосферной и космической связи

10.1. Требования к передатчикам. Структурные схемы

В этой главе рассматриваются передатчики трех следующих видов радиосвязи: 1) радиорелейной связи прямой видимости, при которой расстояния между соседними станциями выбираются в пределах 30 ... 70 км; 2) тропосферной связи, при которой используется эффект рассеяния радиоволн в тропосфере и расстояния между станциями увеличиваются до нескольких сотен и даже тысячи километров; 3) космической связи, под которой понимают связь с космическими кораблями, а также наземную связь, осуществляемую через ретранслятор, установленный на искусственном спутнике Земли (ИСЗ).

Передатчики этих систем должны удовлетворять рекомендациям МККР, МККТТ, а также нормам, действующим в нашей стране. Основные характеристики существующих передатчиков, построенных с учетом действующих норм, даны в табл. 10.1.

Таблица 10.1

Тип передатчика	Передатчики радиорелейной связи	Передатчики тропосферной связи	Наземные передатчики космической связи	Бортовые передатчики космической связи
Диапазон частот, ГГц	0,4...11,7	0,3...5	0,7...12	0,7...12
Выходная мощность, кВт	$(0,2...10) \cdot 10^{-3}$	1...50	до 10	$(2...40) \cdot 10^{-3}$

Примечание. Для всех типов передатчиков допустимая нестабильность частоты равна $(10...50) \cdot 10^{-6}$, допустимый уровень гармоник равен -60 дБ, вид модуляции — частотная, характер передаваемых сообщений — многоканальная передача, телефония, телевидение.

Таким образом, передатчики рассматриваемых типов различаются диапазоном частот и выходной мощностью, а их другие показатели совпадают.

Передатчик радиорелейной связи прямой видимости (рис. 10.1а) состоит из следующих функциональных узлов: кварцевого гетеродина 1, работающего на

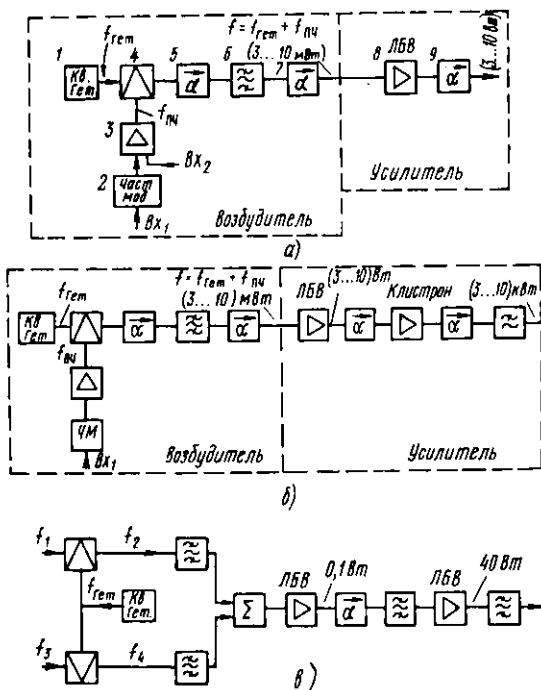


Рис. 10.1

частоте $f_{\text{гет}}$; частотного модулятора 2, работающего на промежуточной частоте, которая выбирается из условия $f_{\text{ПЧ}} \ll f_{\text{гет}}$; усилителя промежуточной частоты 3; преобразователя 4, на выходе которого выделяется рабочий сигнал с частотой $f = f_{\text{гет}} + f_{\text{ПЧ}}$; полосового фильтра 6; ферритовых вентилей 7, обеспечивающих согласование сопротивлений на входе и выходе фильтра; усилителя на ЛБВ 8; ферритового вентиля 9, обеспечивающего согласованную нагрузку для ЛБВ, а если на одну антенну работает несколько передатчиков, то служит, кроме того, для развязки передатчиков.

На оконечных и узловых станциях модулирующий сигнал, который представляет собой многоканальный групповой сигнал или телевизионный сигнал со звуковым сопровождением, подается на вход 1 передатчика. На промежуточных станциях частотный модулятор не используется, а ЧМ сигнал промежуточной частоты получается от приемника, который принимает сообщения соседней станции. Он поступает на вход 2 передатчика.

Обоснованием выбора описанной структурной схемы могут служить следующие соображения: 1) используется частотный модулятор, а не фазовый, поскольку при требуемых значениях девиации фазы фазовый модулятор трудно выполнить с необходимой линейностью модуляционной характеристики; 2) частотный модулятор работает на пониженной промежуточной частоте; применение этой схемы, как показано в гл. 8, облегчает стабилизацию средней частоты на выходе передатчика; 3) во всех маломощных каскадах вместо ламп используются транзисторы, а в мощном выходном каскаде — ЛБВ.

Все это позволяет получить высокую надежность передатчика, так как современные приборы упомянутых типов имеют большой срок службы.

В настоящее время начато серийное производство новых передатчиков, которые отличаются от существующих тем, что выполняются полностью на полупроводниковых приборах. Они строятся по той же схеме, что и существующие, но без усилителя на ЛБВ. Благодаря использованию более совершенных полупроводниковых приборов выходная мощность таких передатчиков может быть доведена до нескольких ватт.

Структурная схема современного передатчика тропосферной связи мощностью (3...10) кВт представлена на рис. 10.16. По этой же схеме построены и наземные передатчики космической связи. Схема отличается от схемы на рис. 10.1а только наличием клистронного усилителя с ферритовым вентилем и фильтром гармоник.

Следует ожидать, что в следующем поколении передатчиков этого типа усилитель на ЛБВ будет исключен из схемы. Это можно сделать, увеличив выходную мощность возбудителя и наладив выпуск клистронов с большим коэффициентом усиления.

Структурная схема ретрансляционного передатчика типа «Молния-1» [10.2], который устанавливается на борту ИСЗ, представлена на рис. 10.1в. Этот передатчик работает в двух режимах: симплексном и дуплексном. Симплексный режим используется при ретрансляции телевидения. В этом случае на вход передатчика с выхода приемника поступает только один сигнал с частотой f_1 . В преобразователе передатчика он преобразуется в сигнал с частотой $f_2 = f_1 + f_{\text{гет}}$ и далее усиливается с помощью двух

ЛБВ. Выходная лампа работает в режиме насыщения и отдает мощность около 40 Вт.

При ретрансляции многоканальных телефонных сообщений передатчик работает в дуплексном режиме. С выхода приемника при этом поступают два сигнала, от двух корреспондентов, с частотами f_1 и f_3 . Эти сигналы преобразуются в сигналы с частотами f_2 и f_4 и усиливаются усилителем на двух ЛБВ. В дуплексном режиме, чтобы не возникали переходные помехи, лампы должны работать в линейном режиме. Выходная мощность усилителя при этом снижается до 11 Вт.

Изменения режима ретрансляционного передатчика, которые необходимы при переходе от одного вида работы к другому, производятся по командам с Земли с помощью специальных устройств.

10.2. Кварцевый гетеродин

К гетеродину передатчика предъявляются следующие основные требования.

1. Частота выходного сигнала гетеродина $f_{\text{гет}}$ должна определяться из условия $f_{\text{гет}} = f - f_{\text{пч}}$, где f — рабочая частота передатчика; $f_{\text{пч}}$ — промежуточная частота. По существующим нормам ПЧ выбирается равной 70 МГц; при $f < 1000$ МГц она снижается до 35 МГц, а при числе каналов $N \geq 2700$ увеличивается до 140 МГц.

2. Выходная мощность выбирается равной 0,2...10 Вт. Она достаточна для маломощных передатчиков, у которых выходным каскадом является варакторный преобразователь частоты, а также более мощных, у которых после преобразователя частоты установлен усилитель мощности.

3. Допустимая нестабильность частоты $\epsilon = (10^{-5} \dots 10^{-7})$.

4. Передатчик должен обладать высокой надежностью, низкой стоимостью и т. д. Составление структурной схемы гетеродина, который удовлетворял бы всем перечисленным требованиям, является достаточно сложной задачей.

На рис. 10.2 представлена структурная схема гетеродина современного передатчика.

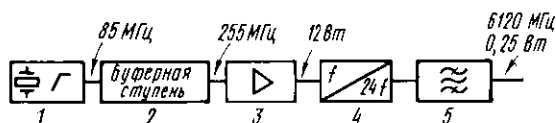


Рис. 10.2

Кварцевый генератор 1 работает на частоте 85 МГц; буферная ступень 2 состоит из транзисторных усилителя и унтроеителя частоты; 3 — многокаскадный транзисторный усилитель мощности; 4 — многокаскадный варакторный умножитель частоты; 5 — полосовой фильтр.

Рабочие частоты и мощности блоков, указанные на рис. 10.2, ориентировочные и приведены для того, чтобы дать представление о порядке величин, с какими приходится иметь дело.

Рассмотрим требования, которые следует предъявлять к элементам гетеродина.

Кварцевый генератор. Рабочую частоту генератора выгодно выбирать высокой. При заданной выходной частоте это позволит обойтись меньшим числом каскадов в умножителе частоты. ГОСТ 6503—67 и ГОСТ 11599—67 предусматривали выпуск кварцевых резонаторов с максимальной рабочей частотой 100 МГц. В настоящее время номенклатура выпускаемых резонаторов расширена и целесообразно повышать рабочую частоту кварцевого генератора. Класс точности кварцевого резонатора и допустимые колебания температуры выбираются такими, чтобы обеспечить требуемую стабильность частоты.

Буферная ступень. Эта ступень состоит из одного-двух усилительных каскадов и одного транзисторного удвоителя или утроителя частоты. Назначение ступени — усиление мощности и защита маломощного кварцевого генератора от воздействия на него последующих мощных усилительных каскадов.

Усилитель мощности. В существующих передатчиках в этом многокаскадном усилителе используются хорошо зарекомендовавшие себя транзисторы типов КТ606, КТ904, КТ907. Рабочая частота усилителя выбирается в диапазоне 150...260 МГц, выходная мощность равна 10...30 Вт, число каскадов 3...5. Значение рабочей частоты определяется частотой кварцевого генератора и коэффициентом умножения частоты в буферной ступени.

В настоящее время разработаны и выпускаются новые типы высокочастотных транзисторов. При их использовании целесообразно повышать рабочую частоту усилителя, а также уменьшать число каскадов.

Варакторный умножитель частоты. В гетеродине (см. рис. 10.2) используется трехкаскадный умножитель частоты с коэффициентами умножения в каждом каскаде: 3, 2, 4. (Общий коэффициент умножения равен 24.) Так как каждый умножительный каскад имеет коэффициент передачи $K_p < 1$, выгодно уменьшать число каскадов умножителя. При этом одновременно увеличивается выходная мощность и возрастает надежность устройства. Уменьшение числа каскадов умножителя, как уже говорилось, возможно за счет повышения частоты, на которой работает усилитель мощности.

Полосовой фильтр. Сигнал на выходе гетеродина образуется в результате умножения на N частоты кварцевого генератора. Помимо полезной частоты $Nf_{\text{кв}}$ сигнал содержит еще побочные частоты типа $(N \pm 1)f_{\text{кв}}$, $(N \pm 2)f_{\text{кв}}$, ... По существующим нормам каждая из указанных помех должна быть меньше полезного сигнала на 60 дБ. Относительно простые фильтрующие цепи, которые включены в усилительных и умножительных каскадах, подав-

ляют помехи на 25...30 дБ. Недостающие 30...35 дБ должен обеспечить полосовой фильтр.

Фильтры выполняются в виде отрезков полосковых, коаксиальных или волноводных линий. Конструирование и расчет таких фильтров рассматриваются в специальной литературе [10.3]. Здесь ограничимся рассмотрением требований к фильтру. Возможная характеристика затухания фильтра представлена на рис. 10.3. Здесь $2\Delta f_0$ — полоса пропускания, внутри которой затухание не превышает

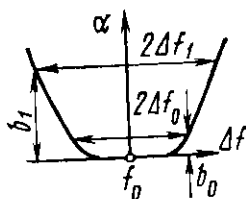


Рис. 10.3

величины b_0 ; $2\Delta f_1$ — ширина полосы, на границах которой затухание достигает заданной величины b_1 . О выборе ширины полосы $2\Delta f_1$ уже говорилось — она равна $2f_{\text{шир}}$. Затухание b_1 должно достигать значения 35 дБ. Определение затухания b_0 является задачей расчета фильтра. Здесь определим необходимую ширину полосы пропускания. Она должна выбираться из учета температурной нестабильности характеристики фильтра. Считают, что полоса пропускания фильтра может выбираться по формуле $2\Delta f_0 = \beta \Delta T f_0$, где β — температурный коэффициент линейного расширения металла, из которого выполнены резонаторы фильтра; ΔT — возможный перепад тем-

ператур. Если, например, $\beta = 17,8 \cdot 10^{-6}$ (латунь); $\Delta T = 80^\circ \text{C}$ и $f_0 = 3600 \text{ МГц}$, то ширина полосы пропускания фильтра должна выбираться равной $2\Delta f_0 = \beta \Delta T f_0 = 17,8 \cdot 10^{-6} \cdot 80 \cdot 3600 = 5,12 \text{ МГц}$.

10.3. Варакторный преобразователь частоты

Преобразователем частоты называется устройство, с помощью которого спектр модулированного сигнала промежуточной частоты переносится без искажений в область рабочих частот передатчика. Преобразователь состоит из нелинейного элемента, полосовых фильтров и, возможно, ферритовых вентилей и циркулятора. Весь преобразователь или только его часть, которая содержит нелинейный элемент, иногда называют смесителем. В ГОСТ 2.737—68 и здесь принят термин «преобразователь частоты».

В качестве нелинейного элемента в преобразователях частоты разного назначения используются транзисторы, электронные лампы, полупроводниковые диоды, варикапы и другие приборы. Выбор типа нелинейного элемента производится с учетом следующих требований, которые предъявляются к преобразователям частоты передатчиков рассматриваемых типов: 1) высокие рабочие частоты, 0,3...12 ГГц; 2) большие выходные мощности, обычно от десятка милливольт до нескольких ватт; 3) большой коэффициент усиления по мощности K_p , который определяется как отношение мощности на выходе преобразователя к мощности, подводимой со стороны гетеродина; 4) равномерная амплитудно-частотная и линейная фазо-частотная характеристики в полосе частот, которую занимает передаваемый сигнал; 5) большой срок службы и высокая надежность; 6) так как передаваемый сигнал модулирован по частоте и амплитуда его не меняется, допустима нелинейная зависимость между амплитудами сигналов на входах и выходе преобразователя.

Перечисленным требованиям лучше всего удовлетворяет преобразователь на варикапах, или, как принято говорить, варакторный преобразователь частоты. Преобразователь этого типа представляет собою разновидность параметрического усилителя. На два входа преобразователя подаются сигнал гетеродина и сигнал ПЧ с частотами $f_{\text{гет}}$ и $f_{\text{ПЧ}}$ и мощностями $P_{\text{гет}}$ и $P_{\text{ПЧ}}$. На выходе получается преобразованный сигнал с $f_{\text{вых}}$, $P_{\text{вых}}$. Используется только преобразование с повышением частоты ($f_{\text{вых}} = f_{\text{гет}} + f_{\text{ПЧ}}$), так как при этом меньше вероятность возникновения автоколебаний в преобразователе. Из этих же соображений ко-

эффицент усиления $K_p = P_{\text{вых}}/P_{\text{ПЧ}}$ делают небольшим, обычно равным 1...2 или 0...3 дБ. Добиваются этого включением на входе преобразователя (со стороны сигнала ПЧ) небольшого активного сопротивления. Коэффициент полезного действия, определяемый как $\eta = P_{\text{вых}}/(P_{\text{гет}} + P_{\text{ПЧ}})$, в практически реализованных преобразователях достигает 75%.

Применяются преобразователи частоты проходного и отражающего типов [10.3]. В преобразователе проходного типа (рис. 10.4а) сигнал гетеродина и сиг-

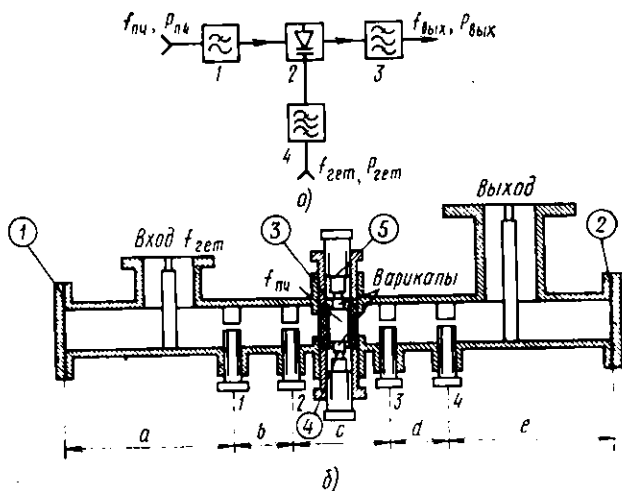


Рис. 10.4

нал ПЧ подводятся к варикапу 2 через фильтры 4 и 1, которые пропускают частоты соответственно $f_{\text{гет}}$ и $f_{\text{ПЧ}}$, но задерживают все комбинационные частоты. На выходе включен фильтр 3, который пропускает частоту $f_{\text{вых}}$, но задерживает все остальные частоты. Если не учитывать потерь в варикапе и считать, что в полосе пропускания фильтры не вносят затухания, а в полосе задерживания их затухание бесконечно велико, через варикап будут протекать токи только трех указанных частот и вся мощность, подводимая к преобразователю на частотах $f_{\text{гет}}$ и $f_{\text{ПЧ}}$, будет превращаться в мощность выходного сигнала на частоте $f_{\text{вых}}$. На самом деле всегда имеются потери мощности, однако они достаточно малы.

Эскиз конструкции преобразователя проходного типа представлен на рис. 10.4б. В этой конструкции использован отрезок волновода, в котором имеется входной фильтр $\Phi_{\text{гет}}$, состоящий из двух связанных объемных резонаторов, a и b , выходной фильтр, состоящий из резонаторов d и e , и центральный резонатор c , в котором находится патрон с двумя варикапами. Сигнал промежуточной частоты подводится к варикапам через коаксиальную линию и фильтр $\Phi_{\text{ПЧ}}$, которые на рисунке не показаны. Винты в патроне позволяют симметризовать положение варикапов в резонаторе. Настройка центрального резонатора производится изменением напряжения смещения на варикапах. Настройка входного и выходного фильтров производится с помощью винтов 1, 2, 3, ...

Достоинством преобразователя описанного типа является простота конструкции, недостатком — наличие сильной связи между фильтрами $\Phi_{\text{гет}}$ и $\Phi_{\text{вых}}$. Она усложняет настройку фильтров, в частности, такую, при которой амплитудно-частотная характеристика преобразователя будет иметь малую неравномерность в заданной широкой полосе частот.

Структурная схема преобразователя отражающего типа представлена на рис. 10.5а. Сигнал гетеродина через узкополосный фильтр 6 и ферритовый вен-

тиль 5 поступает в плечо 3 ферритового циркулятора 4 (на рисунке обведено кружком). Ферритовый вентиль в этой цепи имеет два назначения. Он обеспечивает согласование нагрузки для фильтра и не пропускает к гетеродину токи комбинационных частот, которые

возникают в преобразователе и могут оказать на его работу неблагоприятное влияние.

Из циркулятора, через плечо 1 и фильтр 2, сигнал гетеродина поступает на варикап 3. Одновременно через фильтр ПЧ 1 на варикап подается сигнал промежуточной частоты. Варикап преобразует мощности двух входных сигналов в мощность выходного сигнала.

Сигнал частоты $f_{\text{вых}} = f_{\text{гет}} + f_{\text{ПЧ}}$ проходит через фильтр 2, плечи циркулятора 1—2, фильтр 7, вентиль 8 и поступает на выход преобразователя. Мешающие сигналы комбинационных частот, которые не попадают в полосу пропускания фильтра $\Phi_{\text{вых}}$, отражаются от него и через плечи циркулятора 2—3 попадают в вентиль α , где и поглощаются.

Конструкция части преобразователя, которая включает в себя фильтры Φ , $\Phi_{\text{ПЧ}}$ и варикап, представлена в упрощенном виде на рис. 10.5б. Устройство представляет собой коаксиально-волноводный переход. В центральный проводник коаксиальной линии в том месте, где он пересекает волновод, вставлен варикап. Напряжение

промежуточной частоты подается на варикап по коаксиальной линии; по волноводу через его открытый конец подводится сигнал гетеродина, а также выводится преобразованный сигнал. Фильтр 2, показанный на схеме рис. 10.5а, конструктивно выполнен в виде коаксиального резонатора 4. Этот резонатор включен последовательно с варикапом, а настройка его производится с помощью бесконтактного поршня 5. Торондальные резонаторы 6 и 7 включены во внешний проводник коаксиальной линии и образуют фильтр, который пропускает частоту $f_{\text{ПЧ}}$, но задерживает высокие частоты, в том числе $f_{\text{гет}}$ и $f_{\text{вых}}$.

Преобразователь имеет следующие регулировки.

1. Регулировка связи резонатора 4 с волноводом 3. Она осуществляется вращением резьбовой втулки 8. Цель регулировки — согласование волнового сопротивления волновода с входным кажущимся сопротивлением варикапа. Эта регулировка производится при снятом коаксиальном резонаторе. Показателем правильности настройки является максимум выходной мощности.

2. Настройка коаксиального резонатора 4 с помощью поршня 5. Цель настройки — получение активной нагрузки для сигнала гетеродина. При правильной настройке получают максимум выходной мощности и симметричная форма амплитудно-частотной характеристики.

3. Настройка входа преобразователя по ПЧ. Эта настройка осуществляется переменным конденсатором в колебательном контуре выходного каскада усилителя ПЧ. Цель настройки — получение активного входного сопротивления преобразователя на средней частоте полосы, которую занимает сигнал ПЧ. Показателем правильности настройки является симметричность амплитудно-частотной характеристики преобразователя.

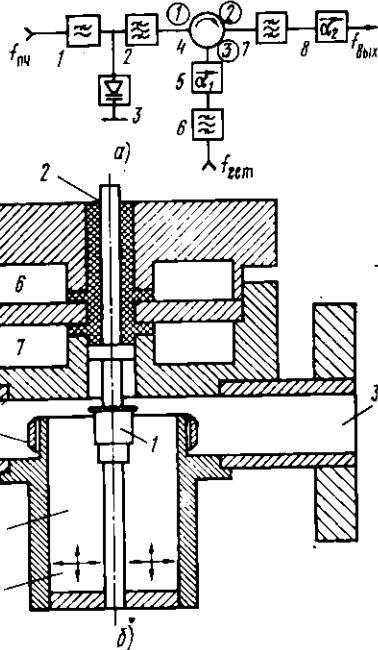


Рис. 10.5

Преобразователь отражающего типа содержит больше элементов, и поэтому он сложнее, чем преобразователь проходного типа, и в этом заключается его недостаток. Благодаря действию циркулятора и ферритовых вентилях полосовые фильтры преобразователя не связаны друг с другом. Поэтому в преобразователе этого типа можно получить равномерную амплитудно-частотную характеристику в более широкой полосе частот.

10.4. Усилитель на ЛБВ

Характеристики ламп бегущей волны, применяемых в передатчиках радиорелейной, тропосферной связи, даны в табл. 10.2.

Таблица 10.2

Тип ЛБВ	Диапазон частот, ГГц	Номинальная мощность, Вт	Коэффициент усиления, дБ	Тип фокусировки	Долговечность, ч
УВ-230	0,97...1	40	25	—	—
УВ-260	0,97...1	50	27	Пакетированная	500
УВ-41	0,95...1	0,2	30	»	—
УВ-40	1,5...2,48	—	25	»	—
УВ-34	2,5...3,6	0,5	30	»	—
УВ-35	3,5...5	250	30	»	—
УВ-7-1	3,4...3,9	4	30	Электромагнитная	5000
УВ-229-1	3,4...4,2	6	30	С постоянным магнитом	5000

Фокусирующие системы. Применяются три типа фокусирующих систем — электромагнитная, фокусировка постоянным магнитом и пакетированная магнитная фокусировка.

Электромагнитная фокусировка электронного пучка (лампа УВ-7-1) производится продольным магнитным полем, которое создается внутри соленоида. Крепление лампы позволяет перемещать ее относительно оси фокусирующей катушки (юстировать). Фокусирующая катушка потребляет значительную мощность (около 100 Вт), и это является основным недостатком ламп с электромагнитной фокусировкой.

В фокусирующей системе с постоянными магнитами (лампа УВ-229-1) продольное фокусирующее магнитное поле создается системой постоянных магнитов. Имеется механизм юстировки. Основным недостатком системы является большая масса постоянных магнитов (около 10 кг), что препятствует использованию ее в передатчиках, устанавливаемых на борту летательных аппаратов.

При пакетированной магнитной фокусировке (лампы УВ-260, УВ-40 и др.) используется продольное, периодически меняющееся вдоль длины магнитное поле, создаваемое системой кольцевых керамических магнитов. Юстировка лампы производится на заводе, после чего фокусирующая система вместе с лампой заливается герметизирующим пластиком. В процессе эксплуатации лампы никакие изменения юстировки невозможны. Высокий коэффициент полезного действия, малые размеры и масса пакетированных ламп окупают их недостатки, которые состоят в том, что они дороги и,

кроме того, при выходе из строя лампы приходится заменять не только ее, но и всю фокусирующую систему.

Характеристики ЛБВ и выбор режима. Основные характеристики ЛБВ ($P_{\text{вых}}$, K_p , $\varphi = tP_{\text{вх}}$) имеют вид кривых, представленных на рис. 10.6. Различают три режима работы: линей-

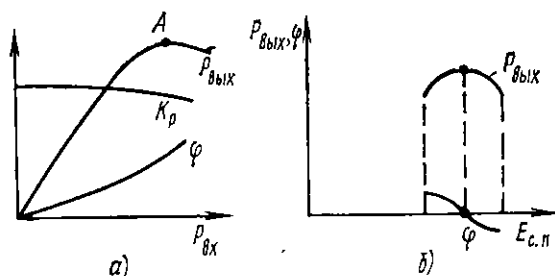


Рис. 10.6

ный, номинальный и режим насыщения [10.3]. В линейном режиме коэффициент усиления по мощности K_p постоянен, фазовый сдвиг мал, а выходная мощность достигает приблизительно 50% максимальной. В режиме насыщения (точка А на рисунке) коэффициент усиления падает на несколько децибел, фазовый сдвиг достигает нескольких десятков градусов, выходная мощность максимальна. Номинальный режим является промежуточным между линейным режимом и режимом насыщения. В этом режиме выходная мощность составляет 60...70% мощности в режиме насыщения.

В передатчиках с ЧМ рекомендуется использовать номинальный режим. Режим насыщения нежелателен по следующим причинам.

1. Усиливаемый сигнал обычно имеет паразитную амплитудную модуляцию. В усилителе вследствие зависимости фазы выходного сигнала от амплитуды входного (рис. 10.6а) амплитудная модуляция преобразуется в фазовую. В результате возникают дополнительные искажения, которые вызывают увеличение шумов в каналах.

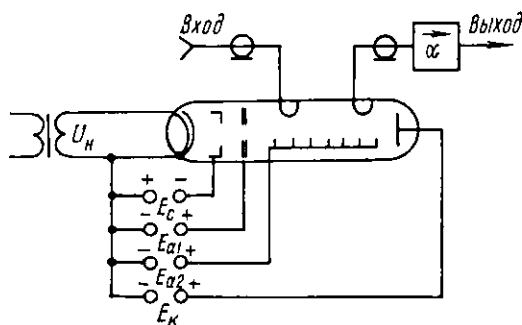


Рис. 10.7

2. Из-за нелинейности амплитудной характеристики возрастает уровень гармоник основного сигнала и передатчик может создавать помехи линиям связи, работающим в других диапазонах частот.

Зависимость выходной мощности $P_{\text{вых}}$ и фазы выходного сигнала φ от ускоряющего напряжения E_{a2} представлена на рис. 10.66. Из рисунка видно, что нестабильность напряжения E_{a2} может явиться причиной амплитудной и фазовой модуляции выходного сигнала.

Схема усилителя. Принципиальная схема усилителя на ЛБВ представлена на рис. 10.7. Питающие напряжения указываются в паспорте лампы. Здесь отметим только требования к их стабильности. Напряжение канала и напряжение на коллекторе мало влияют на характеристики усилителя, и для них допустимыми являются нестабильности $\pm 5\%$. Для остальных напряжений допустимы нестабильности, не превышающие $\pm 1\%$.

10.5. Клистронный усилитель

Принципиальная схема клистронного усилителя. Согласно принципиальной схеме (рис. 10.8) усилитель состоит из усилительного клистрона, входных и выходных устройств и источников питания.

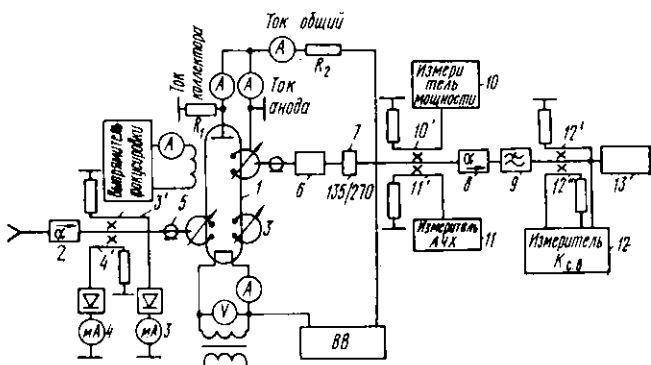


Рис. 10.8

Усилительный клистрон 1 имеет пять внутренних резонаторов: входной, выходной и три промежуточных (число промежуточных резонаторов на схемах указывается цифрой у промежуточного резонатора). В клистроне питание накала осуществляется переменным током, имеется электромагнитная фокусировка электронного луча.

Входное устройство состоит из ферритового вентиля 2, измерителей падающей 3 и отраженной 4 волн с направленными ответвлениями 3' и 4' соответственно и коаксиального фидера 5, с помощью

которого эти устройства подключены ко входу клистрона. Назначение ферритового вентиля — получение режима бегущей волны в фидере при его неточном согласовании с нагрузкой. Измерители используются при настройке резонаторов клистрона.

В состав входного устройства входят: коаксиально-волноводный переход 6 (в данном случае он необходим потому, что используется клистрон с коаксиальным выходом, а фидер 7, с помощью которого выход передатчика соединяется с антенной, волноводный). Мощный ферритовый вентиль 8 имеет два назначения: обеспечивает получение активной нагрузки для клистрона в случае, если фидер неточно согласован с нагрузкой и служит для защиты входных устройств клистрона от повреждений в случае возникновения мощной обратной волны, которая в аварийных ситуациях может возникнуть в выходном фидере и пройти от выхода клистрона к его входу. Фильтр гармоник 9 задерживает высшие гармоники тока, которые протекают в выходном резонаторе клистрона и не должны проходить к антенне. Измерительные приборы, включенные в фидер с помощью направленных ответвителей 10', 11', 12', 12'', имеют следующие назначения. 10 — прибор эксплуатационного контроля мощности, представляющий собою термисторный мост, сбалансированный при постоянном токе. Ток высокой частоты, который возникает при работе клистрона, нарушает баланс моста. В результате в диагонали моста появляется постоянный ток, пропорциональный мощности, проходящей по фидеру, которую этот прибор и показывает. 11 — прибор для наблюдения амплитудно-частотной характеристики передатчика на экране осциллографа. Этим прибором пользуются при перестройке передатчика с одной рабочей частоты на другую, а также для проверки и корректировки настройки клистрона при работе передатчика на фиксированной рабочей частоте. В состав прибора входят преобразователь, преобразующий выходной сигнал передатчика в сигнал ПЧ 70 МГц, и осциллограф. На вход X осциллографа подается пилообразное напряжение, которое одновременно подается на вход частотного модулятора передатчика. На вход осциллографа Y подается модулированный сигнал с выхода передатчика, преобразованный к ПЧ. На экране осциллографа, таким образом, возникает изображение АЧХ той части передатчика, которая включает в себя клистронный усилитель, частотный модулятор и все приборы, которые включены между ними. 12 — измеритель КСВ в выходном фидере. 13 — волноводный переключатель. Он имеет ручное управление и позволяет подключать к выходу усилителя антенну или поглотительное сопротивление, охлаждаемое проточной водой и оборудованное приспособлениями для измерения мощности, которая отдается передатчиком в нагрузку. Указанное сопротивление подключается к выходу передатчика при его настройке, регулировочных работах, а также для калибровки эксплуатационного измерителя мощности.

Источники питания включают в себя трансформатор накала, высоковольтный выпрямитель и выпрямитель для питания фокуси-

рующей катушки. Все напряжения питания стабилизируются с помощью феррорезонансных стабилизаторов с точностью $\pm 2\%$. Питание цепи накала у всех современных клистронов осуществляется переменным током. Вся цепь накала изолируется от заземленного корпуса передатчика. Положительный вывод высоковольтного выпрямителя вместе с резонаторным блоком клистрона соединяется с корпусом передатчика, а на катод подается минус анодного напряжения. Делается это по соображениям техники безопасности: резонаторы клистрона, а также входные и выходные устройства не находятся при этом под высоким напряжением. На коллектор подается такое же напряжение, как и на резонаторы. Понижение напряжения на коллекторе не дает заметного выигрыша в КПД и в передатчиках рассматриваемых типов не применяется. Резистор R_1 в цепи коллектора имеет сопротивление около 10 Ом и включается по соображениям безопасности. Без него при обрыве цепи питания напряжение на коллекторе могло бы достигнуть напряжения на катоде, что представляло бы опасность для обслуживающего персонала. Резистор R_2 называется антигазовым. Его назначение — защита клистрона в случае газовых пробоев в нем. Фокусирующая катушка получает питание от специального выпрямителя. Ток катушки подбирается приблизительно таким, чтобы при отсутствии сигнала возбуждения анодный ток (ток корпуса) был минимальным. Окончательная установка тока фокусирующей катушки производится при наличии сигнала возбуждения по максимуму КПД клистрона.

Типы клистронов. Выбор и расчет режима. В мощных передатчиках тропосферной и космической связи в качестве выходных усилителей используются многорезонаторные усилительные клистроны. Важнейшим их преимуществом перед другими усилительными приборами является возможность получения большой мощности (до нескольких десятков киловатт) при большом коэффициенте усиления (до 60 дБ). Коэффициент полезного действия таких усилителей тоже достаточно высок, обычно 30...40%, а ширина полосы пропускания равна 0,7...1,5%, что достаточно для передачи телевизионных программ или многоканальных телефонных сообщений.

Современные клистроны для передатчиков тропосферной связи обычно имеют внутренние механически перестраиваемые резонаторы. Это обстоятельство делает их пригодными для использования в перестраиваемых передатчиках. Настройка резонаторов у этих клистронов недостаточно стабильна, и за время эксплуатации ее приходится многократно проверять и корректировать. В связи с этим передатчики приходится снабжать дорогостоящей измерительной аппаратурой, а обслуживание передатчиков поручать хорошо квалифицированному персоналу. По указанным соображениям в последнее время некоторые типы клистронов выпускаются в литерном исполнении [10.4]. Каждый литер настраивается на заводе на собственную фиксированную частоту, и в процессе эксплуатации эта настройка сохраняется неизменной. Эксплуатация

передатчиков с неперестраиваемыми клистродами, имеющими стабильную настройку, значительно упрощается.

Фокусировка электронного луча в большинстве современных клистронов электромагнитная, производится с помощью соленоида. Соленоид, особенно для клистронов, работающих на частотах $f \leq 1000$ МГц, имеет большие размеры, массу и потребляет значительную мощность. В последнее время в некоторых типах клистронов находит применение фокусировка периодической системой постоянных магнитов. Применение этой фокусировки позволяет снизить массу передатчика и потребляемую им мощность.

В мощных клистродах для отвода тепла в основном применяется комбинированное жидкостное и воздушное охлаждение. В качестве жидкости применяют дистиллированную воду, а при низких температурах — антифриз. В некоторых клистродах последних разработок применяется только принудительное воздушное охлаждение. Нормы расхода охлаждающей жидкости или воздуха указываются в справочниках.

Параметры некоторых отечественных и зарубежных клистронов даны в табл. 10.3 [10.4]. Работа клистрода на частотах, выходящих за пределы диапазона, указанного в таблице, невозможна. Получение мощности, большей или меньшей, чем номинальная, указанная в таблице, хотя и возможно, но нежелательно, так как ведет к сокращению срока службы клистрода или уменьшению КПД, увеличению массы, габаритных размеров и стоимости передатчика.

Таблица 10.3

Тип клистрода	Диапазон частот, ГГц	Выходная мощность, кВт	Усиление, дБ	Ширина полосы, МГц	КПД, %	E_{a1} , кВ	Число резонаторов
КУ-304	0,81...0,83	10	40	6	35	16	4
КУ-304А	0,81...0,83	10	37	10	28	15	4
КУ-308	0,81...1,0	4	45...35...30	4...6...8	30...40...35	10	4
КУ-309	0,47...0,63	3	40	—	35	10	4
КУ-310	0,47...0,63	15	35	8	27	15	4
КУ-315А	4,44...4,56	3,3	40	22	30	11	5
КУ-316	4,287	3,3	40	40	30	11	5
А-853 (США)	0,75...0,98	75	50	7	35	26	—
А-849 (США)	7,12...8,50	20	40	25	32	23	—
А-887 (США)	5,9...6,4	10	53	—	28	—	—
А-834В (США)	4,4...5,0	1	43	12	35	7,5	—

По данным табл. 10.3 рассчитываются следующие величины.

1. Мощность, потребляемая клистроном от высоковольтного выпрямителя, $P_0 = P_{\text{вых}} : \eta$, здесь η — КПД клистронного усилителя.

2. Постоянная составляющая тока $I_0 = P_0 : E_a$.

3. Мощность усиливаемого сигнала, который необходимо подать на вход клистрона, $P_{вх} = P_{вых} : K_P$. Здесь K_P — коэффициент усиления по мощности усилителя.

В заключение проверяется соответствие полосы пропускания клистрона той полосе частот, которую занимает усиливаемый сигнал.

Характеристики усилительных клистронов. Анодные характеристики представляют собой зависимости вида $P_{вых} = f(E_a)$ и $\varphi = f_1(E_a)$ (рис. 10.9а). При напряжении, равном

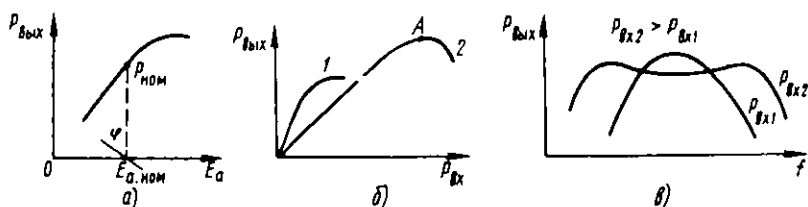


Рис. 10.9

или близком к номинальному, характеристика $P_{вых} = f(E_a)$ близка к прямой, проходящей через начало координат, а характеристика $\varphi = f_1(E_a)$ имеет крутизну $6 \dots 12^\circ$ на 1% изменения E_a . Из этих характеристик следует, что при питании клистронного усилителя нестабильным или плохо сглаженным напряжением возникают паразитная амплитудная и фазовая модуляции выходного сигнала. Пользуясь этими характеристиками, можно определить допустимый коэффициент пульсаций анодного напряжения.

Амплитудные характеристики представляют собой зависимости выходной мощности от входной при различных типах настройки. При так называемой синхронной настройке все резонаторы настраиваются в резонанс с частотой усиливаемого сигнала. Клистрон при этом имеет максимальный коэффициент усиления по мощности K_P , относительно небольшую выходную мощность и узкую полосу пропускания. Характеристика, соответствующая этому случаю, представлена кривой 1 на рис. 10.9б. Кривая 2 на том же рисунке соответствует обычно применяемой настройке, при которой резонаторы расстроены друг относительно друга так, что обеспечивается получение заданной полосы пропускания, высокого КПД и большой выходной мощности.

Амплитудно-частотные характеристики при двух различных значениях входной мощности представлены на рис. 10.9в. Из рисунка видно, что с увеличением входной мощности ширина полосы пропускания увеличивается. Расширение полосы за счет увеличения входной мощности возможно до определенного предела, дальше которого увеличение входной мощности приводит к появлению глубокого провала и амплитудно-частотной характеристике.

Устройства защиты клистрона. Устройства защиты предотвращают выход из строя клистрона и других элементов передатчика при случайно возникающих перегрузках, пробоях, нару-

нениях в работе системы охлаждения и т. п. При нарушениях работы водяного и воздушного охлаждения датчики, реагирующие на скорость течения или температуру охлаждающей воды или воздуха, в аварийных ситуациях отключают напряжения питания клистрона. Для защиты клистрона от длительных перегрузок в анодную цепь клистрона включается специальное реле, которое в случае опасности отключает высоковольтный выпрямитель со стороны источника переменного тока. Для защиты клистрона от кратковременных пробоев, которые могут возникать в нем, в анодную цепь включается так называемое антигазовое сопротивление (защита с помощью реле имеет недостаточное быстродействие). Величина сопротивления указывается в паспорте клистрона и для существующих типов должна быть равна 140...300 Ом. При аварийном рассогласовании выходного фидера с нагрузкой мощные отраженные волны могут вызвать повреждение ферритового вентилля, включенного в фидер, а при его отсутствии или неисправности — повреждения входных цепей клистрона. Для защиты от этих повреждений в выходном фидере устанавливается датчик КСВ, который с помощью реле выключает источник напряжения возбуждения или анодный выпрямитель в том случае, если КСВ превышает допустимое значение.

В фидере мощных передатчиков могут возникать дуговые разряды, которые приводят к повреждениям фидера и клистрона. Возникший дуговой разряд должен быть обнаружен и погашен возможно раньше. Для этой цели в фидере передатчика устанавливается фотоэлемент, который с помощью реле производит отключение источника возбуждающего напряжения высокой частоты и высоковольтного выпрямителя.

Коаксиально-волноводные переходы применяются для соединения коаксиального выхода клистрона с волноводным фидером. Другой случай — соединение волноводного выхода направленного ответвителя с измерительным прибором или детекторной голов-

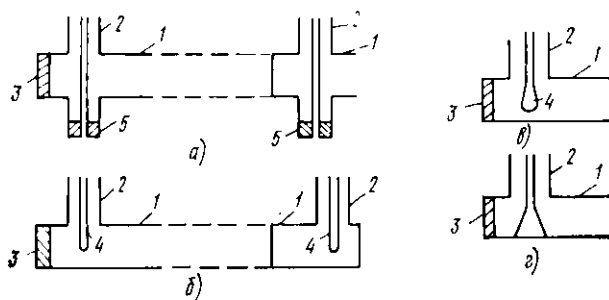


Рис. 10.10

кой, которые имеют коаксиальный вход. Возможные устройства переходов схематически показаны на рис. 10.10.

Положение поршней или короткозамыкающих устройств выбирается таким, чтобы переход имел минимальный коэффициент от-

ражения. Схемы, представленные на рис. 10.10а и б, используются при малых мощностях. В схеме б штырь смещен относительно середины широкой стенки волновода. Это обеспечивает в полосе частот до 40% хорошее согласование волноводной и коаксиальной линий с $K_{с.в} \leq 1,15$. Схемы, приведенные на рис. 10.10в и г, применяются при больших мощностях. Особенности этих переходов состоят в том, что форма штыря подбирается так, чтобы получить большую электрическую прочность и хорошее согласование в широкой полосе частот. В существующих передатчиках применяются ненастраиваемые переходы.

Коаксиальные линии имеют малую электрическую прочность и большое затухание. Однако при не очень высоких частотах, малых мощностях и небольших длинах соединительных линий применение их в передатчиках целесообразно, так как они имеют меньшие стоимость и массу.

10.6. Передатчики радиорелейной связи с импульсной модуляцией

Из многих видов импульсной модуляции в современных линиях радиосвязи используется только два: фазо-импульсная модуляция (ФИМ) и импульсно-кодовая модуляция (ИКМ). Использование фазо-импульсной модуляции и временного разделения позволяет получить более простую в технологическом отношении и более компактную аппаратуру, чем при частотном уплотнении. Однако указанный выигрыш удается реализовать при небольшом числе каналов $N \leq 60$. Система ИКМ отличается наиболее высокой помехоустойчивостью, и ее применение позволяет избавиться от накопления помех вдоль линии связи. Для производства аппаратуры используется элементная база ЭВМ. Эти элементы надежны, дешевы и позволяют исключить регулировочные и настрочные работы при производстве и установке аппаратуры.

В передатчиках с импульсной модуляцией различают первичную модуляцию, при которой последовательность видеоимпульсов модулируется передаваемым сигналом, и вторичную, при которой модулированные видеоимпульсы сигналов изображения преобразуются в радиоимпульсы.

При первичной фазо-импульсной модуляции в каждом канале аппаратуры временного разделения, как наиболее простые, сначала получают сигналы с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Затем они преобразуются в сигналы ФИМ. Наконец, получают групповой сигнал, который представляет собой сумму импульсов всех рабочих каналов, канала служебной связи и канала синхронизации. Пример группового сигнала ФИМ представлен на рис. 10.11. Отрезок, обозначенный на рисунке $T_d = 1/F_d$, называется периодом дискретизации. Для телефонной связи, по рекомендации МККТТ, он выбирается равным 125 мкс ($T_d = 8$ кГц). N — общее число каналов; $T = T_d/N$ — время, отводимое каждому каналу; $\Delta t = (0,3 \dots 0,4)T$ — максимальная амплитуда временного

сдвига канального импульса. Последняя должна выбираться так, чтобы во время модуляции канальные импульсы не могли попадать в интервалы времени, отведенные соседним каналам. Длительность канального импульса обычно выбирают равной $\tau = 0,1 \dots 1$ мкс. Для синхронизации применяются двоянные им-

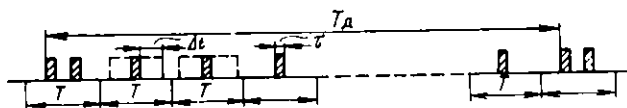


Рис. 10.11

пульсы, имеющие такую же длительность, что и канальные, и фиксированный интервал между ними.

При первичной импульсно-кодовой модуляции в аппаратуре временного разделения непрерывный сигнал источника информации преобразуется в цифровую последовательность. Применяется семиразрядный двоичный код, позволяющий при выбранном числе разрядов различать 128 уровней передаваемого сигнала. Согласно схеме на рис. 10.12 в блоках амплитудно-импульсной модуля-

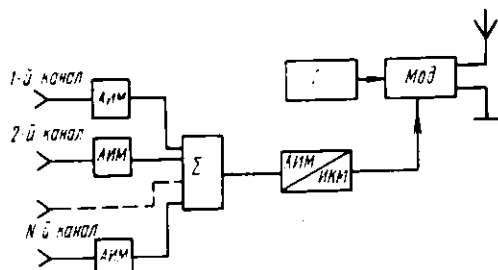


Рис. 10.12

ции — АИМ, которые имеются в каждом канале, сначала получают сигналы АИМ. Затем следует блок сложения, в котором получается групповой сигнал АИМ, подобный показанному на рис. 10.11, но отличающийся от него тем, что канальные импульсы в нем широкие и модулированы не по фазе, а по амплитуде. Далее следует преобразователь, с помощью которого сигналы АИМ преобразуются в сигналы ИКМ. Наконец, в передатчике, состоящем из генератора высокой частоты Γ и модулятора, получают радиопульсы, у которых в соответствии с видеоимпульсами ИКМ меняется амплитуда или начальная фаза.

Преобразователь АИМ в ИКМ, применяемый в современной аппаратуре, выполняется в соответствии с упрощенной структурной схемой, представленной на рис. 10.13а. Он состоит из источника эталонных токов, имеющих значения 64, 32, 16, 8, 4, 2, 1 произвольная единица, семи ключей, управляющего логического устройства, которое управляет замыканием и размыканием клю-

чей, и компаратора, который определяет полярность тока, поступающего на его вход, и в зависимости от того, положительна она или отрицательна, через управляющее устройство производит раз-

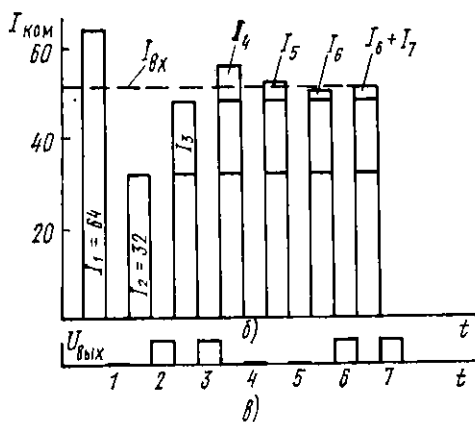
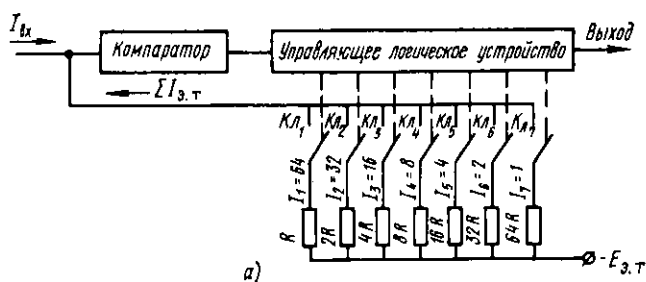


Рис. 10.13

мыкание и замыкание ключей и, кроме того, создает на выходе элементарные послышки 0 или 1, из которых создается семизначная кодовая группа.

Принцип работы устройства поясняется с помощью диаграммы импульсов, представленной на рис. 10.12б. В качестве примера взят случай, когда кодируемый импульс имеет величину $I_{вх} = 51$ тех же единиц, в которых измерены эталонные токи. В семизначном двоичном коде эта величина записывается в виде числа 0110011. При поступлении входного импульса управляющее устройство замыкает ключ $КЛ_1$. Поэтому сумма токов, протекающих через компаратор, равна $I_{вх} + I_1 = 51 - 64 = -13$. Она отрицательна, поэтому управляющее устройство размыкает ключ $КЛ_1$ и, кроме того, на выходе управляющего устройства возникает элементарная послышка (отмеченная на рис. 10.12в цифрой 1) с амплитудой, равной 0.

Вслед за этим управляющее устройство замыкает ключ $КЛ_2$. Сумма токов равна $I_{вх} + I_2 = 51 - 32 = +19$. Она теперь положительна, на ключ $КЛ_2$ не подается команда на размыкание, и он остается включенным до конца кодирования входного импульса. На выходе управляющего устройства возникает элементарная послышка (отмеченная цифрой 2) с амплитудой, равной 1.

Далее замыкается ключ $КЛ_3$. Сумма токов на входе компаратора равна $I_{вх} + I_2 + I_3 = 51 - 32 - 16 = +3$. Она опять положительная, ключ $КЛ_3$ остается

включенным, а на выходе получается элементарный импульс, отмеченный цифрой 3. При последующих замыканиях ключей K_4 — K_7 получаются суммы токов, показанные на рис. 10.12б, и соответствующие им элементарные импульсы на рис. 10.12в.

Вторичная импульсная модуляция, при которой происходит преобразование видеопульсов в радиопульсы, тоже называется импульсной модуляцией. Этот вид модуляции производится в усилителе или автогенераторе СВЧ, которые управляются видеопульсами и работают в импульсном режиме, как показано на рис. 10.14 и 10.15.

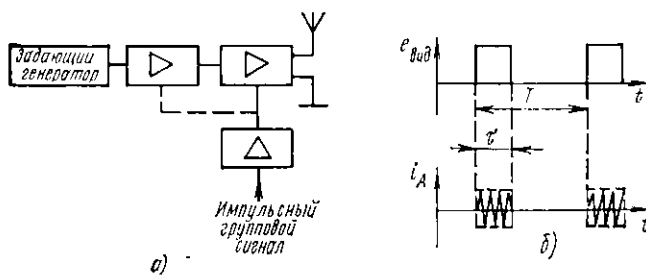


Рис. 10.14

В передатчике, структурная схема которого представлена на рис. 10.14а, маломощный задающий генератор работает в непрерывном режиме, в нем можно реализовать высокую стабильность

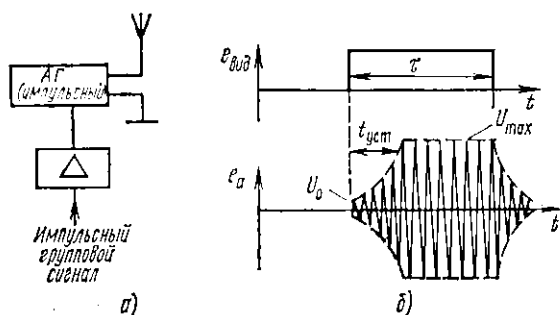


Рис. 10.15

частоты. Далее следуют каскады усиления мощности и выходной усилитель, работающий в режиме импульсной модуляции. В последнем осуществляется 100%-ная амплитудная модуляция колебаний СВЧ видеопульсами, имеющими форму, близкую к прямоугольной. На выходе модулируемого усилителя получаются радиопульсы, показанные на рис. 10.14б.

В передатчике с импульсной модуляцией автогенератора (рис. 10.15а) имеются два каскада: мощный автогенератор СВЧ, работающий в импульсном режиме, и усилитель видеопульсов. Преимущества такой схемы — минимальное число каскадов, малые

размеры и масса, высокая надежность. Недостатки — низкая стабильность частоты и возможность возникновения шумов в каналах, обусловленных нестабильностью времени установления колебаний в автогенераторе.

Процесс установления колебаний в автогенераторе поясняется с помощью рис. 10.15б. В момент времени t_0 , когда модулирующий импульс поступает на модулируемый ламповый автогенератор, в нем начинают нарастать автоколебания по закону [10.2]:

$$e_a \approx U_0 e^{\alpha t} \sin \omega t; \quad \alpha = (1/2C) [(K-D)S - 1/R_3],$$

где U_0 — начальная амплитуда колебаний; C — емкость колебательного контура автогенератора; K — коэффициент обратной связи; D , S — проницаемость и крутизна характеристики лампы; R_3 — эквивалентное сопротивление в анодной цепи лампы.

Время установления колебаний, показанное на рисунке и определяемое из выражения $t_{уст} = (2,3/\alpha) \lg (U_{max}/U_0)$, оказывается большим, соизмеримым с длительностью импульсов, и нестабильным. Причина нестабильности заключается в том, что начальное напряжение U_0 определяется напряжением шума в контуре. Большое время установления нежелательно, так как ограничивает минимальную длительность модулирующих импульсов. Нестабильность этого времени является причиной появления шумов в телефонных каналах.

Уменьшение и стабилизация времени установления возможны путем увеличения коэффициента α . Другой способ — введение в колебательный контур модулируемого автогенератора напряжения высокой частоты с постоянной амплитудой, большей, чем напряжение шумов, и частотой, близкой к рабочей частоте автогенератора. В качестве источника такого напряжения используется малоомный ламповый или транзисторный генератор, работающий в непрерывном режиме на частоте, в 4—5 раз более низкой, чем рабочая частота передатчика. Используется четвертая или пятая гармоника тока этого генератора. Работа генератора на частоте, значительно более низкой, чем рабочая частота передатчика, позволяет упростить его конструкцию и повысить надежность. Связь вспомогательного генератора с основным осуществляется с помощью штыря (или петли), который вводится в катодно-сеточный резонатор основного генератора.

Известны и применяются сеточная и анодная импульсные модуляции. При сеточной модуляции модулирующие импульсы подаются на сетку модулируемой лампы. Смещение на сетке выбирается таким, чтобы в паузах между импульсами лампа была полностью заперта. Преимуществом сеточной модуляции является малая мощность усилителя видеосигналов. Основной недостаток — возможность возникновения термотока сетки. Явление это состоит в том, что сетка, загрязненная активными металлами и подогреваемая катодом, сама может эмиттировать электроны. Вследствие этого возникает ток в цепи сетка—анод, который протекает в паузах между импульсами, когда на аноде действует большое по-

ложительное, а на сетке — большое отрицательное напряжения. Этот ток хотя и мал, но при большой скважности импульсов выделяет на электродах лампы заметную мощность. Поэтому в передатчиках с сеточной модуляцией применяются только специальные лампы, в которых приняты надлежащие меры для уменьшения термотока сетки.

При анодной импульсной модуляции модулирующие видеоимпульсы подаются на анод модулируемой лампы. Основным недостатком этого вида модуляции — большая мощность усилителя видеоимпульсов. Кроме того, в паузах между импульсами, когда напряжение на аноде лампы равно нулю, а на сетке действует нормальное напряжение возбуждения, ток сетки сильно возрастает и может превысить допустимую величину. Чтобы избежать перегрузки сетки, применяют автоматическое смещение на сетке, а в некоторых случаях импульсная модуляция производится не в одном, а в нескольких каскадах, как, например, показано на рис. 10.17а пунктиром. Недостатки анодной модуляции в большинстве случаев окупаются ее преимуществами. Основное преимущество состоит в том, что на анод лампы можно подавать импульсное анодное напряжение, в несколько раз большее, чем выдерживает лампа, когда напряжение E_a действует непрерывно. По этой причине лампа при анодной модуляции способна отдавать импульсную мощность, во много раз большую, чем при сеточной. При повышенном напряжении уменьшается время пролета электронов в лампе и благодаря этому лампа оказывается способной работать на более высоких частотах. Наконец, отпадают затруднения, связанные с возникновением термотока сетки, так как во время пауз напряжение на аноде лампы равно нулю, а отрицательное напряжение на сетке невелико.

Для усилителей и автогенераторов, работающих в диапазонах дециметровых и сантиметровых волн в импульсном режиме, выпускаются специальные металло-керамические лампы, такие, как ГИ-22, ГИ-25, ГИ-70 и др. При проектировании и расчете передатчиков на этих лампах необходимо пользоваться импульсными характеристиками, которые могут сильно отличаться от характеристик этих же ламп для непрерывного режима.

Для усилителей видеоимпульсов выпускаются так называемые импульсные модуляторные лампы, такие, как ГМИ-6, ГМИ-10, ГМИ-83 и др. Для этих ламп также надо пользоваться импульсными характеристиками.

Транзисторы при работе в импульсном режиме имеют характеристики, отличающиеся от характеристик непрерывного режима значительно меньше, чем лампы.

10.7. Передатчики оптического диапазона волн

Оптическим называется диапазон волн $\lambda = 0,1 \dots 100$ мкм или диапазон частот $f = 3 \cdot 10^3 \dots 3 \cdot 10^6$ ГГц. Видимые световые лучи занимают только маленькую часть этого диапазона: $\lambda = 0,4 \dots 0,8$ мкм.

В передатчиках оптического диапазона, которые используются в системах связи, источником электромагнитных колебаний является лазер. Простейший лазер представляет собою совокупность мощного автогенератора и остронаправленной антенны. Угол расходимости лазерного луча обычно составляет $2 \dots 30$ угловых минут. Лазерный передатчик кроме лазера должен иметь еще устройство управления лазерным лучом и иногда систему линз, с помощью которой расходимость лазерного луча уменьшается до желаемой величины (в некоторых случаях до десятых долей секунды).

Системы связи оптического диапазона имеют характеристики, которые трудно достигнуть в аналогичных устройствах радиодиапазона. Основное преимущество лазерных систем — острая направленность излучения передатчиков, при отсутствии у диаграммы направленности боковых лепестков. Благодаря этому в линиях космической связи при больших дальностях можно обходиться передатчиками небольшой мощности, имеющими малые размеры и массу. В линиях наземной и морской связи благодаря острой направленности излучения возможны скрытность работы и хорошая защищенность переговоров от подслушивания противником.

Другим преимуществом лазерных систем является возможность использования широкой полосы частот, что в системах связи позволяет передавать большой объем информации с высокой скоростью.

Основным недостатком является большое поглощение волн в атмосфере, особенно в тумане, при выпадении осадков. Недостатком являются также требуемая высокая точность наведения и стабильность удержания луча лазера на заданном направлении. Одним из путей преодоления указанных недостатков в наземной связи может быть применение световодов. Считают, что световоды из стекловолокна выгодно использовать в лазерных многоканальных линиях связи небольшой протяженности.

Принцип действия и типы лазеров. Принцип работы лазеров поясняется диаграммами энергетических уровней веществ, проявляющих лазерный эффект. Используются трехуровневая и четырехуровневая системы. Первая поясняется рис. 10.16а. В состоянии покоя энергия частиц вещества минимальна

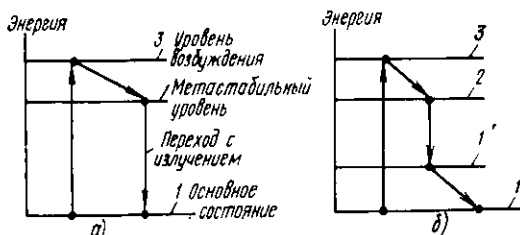


Рис. 10.16

и представлена уровнем 1. (В различных типах лазеров частицами вещества могут быть атомы, молекулы или ионы.) Под действием возбуждения (облучения вещества светом или других процессов, которые называются накачкой)

энергия частиц увеличивается до уровня 3. Время нахождения частиц в возбужденном состоянии, соответствующем уровню 3, мало (сотые доли мкс) и частицы вещества, расходуя энергию на нагревание вещества, но без излучения электромагнитной энергии, переходят к уровню 2. Уровень 2 называется метастабильным. Время существования частиц на этом уровне велико (миллисекунды), поэтому на нем возможно скопление значительного числа частиц.

Переходы частиц с метастабильного уровня 2 к состоянию покоя на уровне 1 происходят с излучением электромагнитной энергии в узкой полосе частот. Переходы могут быть спонтанными (самопроизвольными), и в этом случае излучение представляет собой сумму большого количества квантов излучения со случайными начальной фазой, направлением распространения и поляризацией. Поэтому излучение носит некогерентный (шумовой) характер, свойственный обычному свету.

Переход частиц вещества с уровня 2 на уровень 1 может происходить также при их взаимодействии друг с другом. Такие условия возникают при помещении активного вещества лазера в специальный резонатор. Добротность резонатора должна быть высокой, а резонансная частота — близкой к средней частоте квантов излучения, характеризующей переход частиц вещества при заданных условиях.

В некоторых типах лазеров процессы могут быть пояснены с помощью четырехуровневой диаграммы, которая представлена на рис. 10.15б. На этой диаграмме имеется еще один промежуточный уровень $1'$, а рабочим переходом является переход с уровня 2 на уровень $1'$. Время существования частиц на уровне $1'$ мало, и они без излучения быстро переходят с уровня $1'$ на уровень 1. Практически число энергетических уровней может быть больше, чем показано на рисунках. В лазерах с такими веществами возможны переходы с нескольких метастабильных уровней к нескольким более низким стабильным уровням. В таких лазерах колебания могут существовать на нескольких различных частотах и, если это нужно, применяются различные меры для подавления колебаний нежелательных типов.

В зависимости от типа рабочего вещества производятся лазеры следующих типов.

1. Твердотельные. В этих лазерах активным веществом является искусственный рубин, цвет излучения красный ($\lambda=0,694$ мкм). Применяются также различные сорта стекла, дающие излучение в инфракрасной области ($\lambda=1,058$; 1,064; 2,36 мкм). Источником накачки этих лазеров служат импульсные газосветные лампы. Основное применение — передатчики импульсныхлокаторов, работающих в атмосфере и под водой.

2. Газовые. В качестве рабочего вещества используются заключенные в стеклянную трубку смесь гелия и неона, аргон, углекислый газ и др. Накачка обычно осуществляется за счет тлеющего электрического разряда в газе, который возникает при пропускании через газ постоянного или переменного тока. Применяются в передатчиках для связи и для дальнометров.

Таблица 10.4

Тип лазера	Активное вещество	Режим работы	Длина волны, мкм	Мощность, Вт	Угол расходимости луча, угл. мин.
ОКГ-12	He—Ne	Непрерывный	0,63	0,01	5
ОКГ-15	CO ₂	»	10,6	1	10
ЛГ-25	CO ₂	»	10,6	25	40
ЛГ-106	Ar	»	0,488	1	4
ЛГ-116	He—Ne	»	1,15	0,02	10
ЛГИ-21	Ar	Импульсный	0,337	1000	7
ЛГ-1	Иттриево-алюминиевый гранат	Непрерывный	1,6	1	20
ЛТИ-3	То же	Импульсный	1,06	2·10 ⁶	—
ОГМ-20	Рубин	»	0,69	20·10 ⁶	7
Луч-3	Полупроводник	»	0,84	10	—

3. Жидкостные. В качестве рабочего вещества используются растворы органических красителей в бензине и другие жидкости. Источником накачки служат газосветные лампы. Перестройка лазера в широком диапазоне частот возможна путем изменения концентрации красителя. Лазеры этого типа появились позднее других, и область их применения пока не определена. Считают, что они могут найти применение в локации и дальнометрии.

4. Полупроводниковые. Активным элементом является кристалл полупроводника (диод), обычно арсенида галлия. Возбуждение осуществляется при прохождении через *p-n*-переход постоянного тока. Основное применение — линии лазерной связи небольшой длины и дальнометры.

Основные характеристики некоторых лазеров, выпускаемых отечественной промышленностью, даны в табл. 10.4 [10.6; 10.7].

Конструкции лазеров. В лазерах применяются открытые оптические резонаторы. Простейший резонатор представляет собой систему двух параллельных зеркал, представленную на рис. 10.17а. Частоты, при которых вдоль резонатора укладывается це-

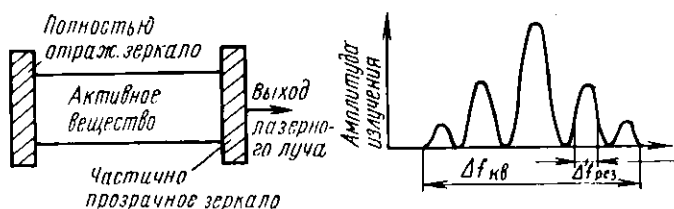


Рис. 10.17

лое число полуволн, являются резонансными. Автоколебания возможны на резонансных и близких к ним частотах, в то же время попадающих в полосу квантового излучения данного вещества. Полоса частот квантового излучения $\Delta f_{\text{кв}}$ шире резонансных полос резонатора $\Delta f_{\text{рез}}$. Поэтому лазер способен излучать колебания нескольких типов, отличающиеся друг от друга по частоте (рис. 10.17б). Для выделения колебаний одного типа, которое называют основным, и подавления нежелательных типов применяют различные средства.

1. Применяют резонаторы, в которых одно или оба плоских зеркала заменены зеркалами со сферической поверхностью. В таких резонаторах потери на дифракцию минимальны для основного колебания и увеличиваются для колебаний других типов.

2. Одно или оба зеркала заменяют призмами полного внутреннего отражения. При этом способе колебания различных типов имеют различные потери при отражениях от плоскостей призмы.

3. Вводят в резонатор различные диафрагмы, которые увеличивают потери для нежелательных типов колебаний.

4. Уменьшают расстояние между зеркалами. При этом увеличивается разброс по частоте между соседними типами колебаний и задача их разделения упрощается.

Резонатор с плоскими зеркалами имеет большую добротность, обеспечивает узкий спектр частот и узкую диаграмму излучения. Но при этом требуется очень точная юстировка. Отклонение от

параллельности в 3—5 угловых секунд уменьшает мощность излучения до нуля. Замена плоских зеркал сферическими позволяет снизить требования к точности до 1—3 минут.

Для исключения взаимного перемещения активного элемента и зеркал в газовых лазерах применяется жесткая арматура, основой которой служат инваровые стержни, имеющие малый температурный коэффициент линейного расширения и обеспечивающие неизменность резонансных частот при изменении температуры резонатора. В твердотельных и полупроводниковых лазерах зеркала образуются на полированных торцевых поверхностях активного материала.

Методы модуляции лазерного излучения. Для использования лазеров в качестве передающих устройств в системах связи необходимо модулировать высокочастотные колебания передаваемым сигналом. Возможными видами модуляции являются те же, которые применяются в радиодиапазоне, т. е. амплитудная, частотная, фазовая и различные виды импульсной. Модуляторы оптического диапазона пока еще несовершенны. Поэтому выбор того или другого вида модуляции в системах связи производится в основном с учетом достоинств и недостатков существующих типов модуляторов и демодуляторов. В настоящее время более совершенными являются импульсные модуляторы и демодуляторы, и, вероятно, по этой причине в большинстве экспериментальных систем связи используются передатчики с импульсной модуляцией.

Амплитудные модуляторы. Известны амплитудные модуляторы следующих типов: 1) модуляторы, в которых изменяется мощность накачки лазера; 2) электрооптические модуляторы, действие которых основано на использовании эффекта Поккельса и Керра; 3) акустооптические модуляторы.

Амплитудная модуляция изменением мощности накачки используется в полупроводниковых и газовых лазерах; из-за нелинейности модуляционной характеристики может применяться только в простейших передатчиках для одноканальной связи.

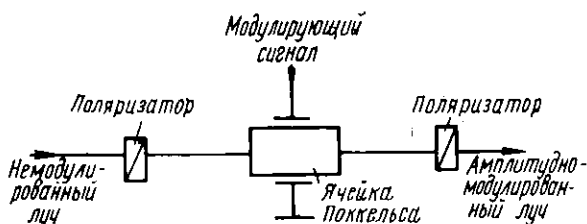


Рис. 10.18

Принцип действия электрооптического амплитудного модулятора поясняется с помощью схемы на рис. 10.18. Согласно схеме, луч лазера проходит (ослабляясь при этом) через систему, состоящую из двух поляризаторов и ячейки Поккельса. Плоскости

поляризации поляризаторов повернуты друг относительно друга на 90° (скрещены). При отсутствии модулирующего напряжения ячейка Поккельса не меняет поляризации проходящего через нее луча и система двух скрещенных поляризаторов его задерживает. При наличии модулирующего напряжения линейно поляризованный луч в ячейке Поккельса превращается в луч с эллиптической поляризацией. В зависимости от величины модулирующего напряжения этот луч частично или полностью проходит через поляризатор 2.

В ячейке Поккельса может быть использован продольный или поперечный электрооптический эффект. В первом случае направление модулирующего электрического поля совпадает, а во втором — перпендикулярно направлению распространения лазерного луча. В современных модуляторах используется поперечный эффект, преимуществом которого является меньшее напряжение модулирующего сигнала.

Положение модуляционной характеристики модуляторов меняется в зависимости от температуры. Эффективным методом компенсации этих сдвигов является каскадное включение двух кристаллов, у которых температурные сдвиги одинаковы по величине, но имеют противоположные знаки и поэтому компенсируют друг друга.

Модуляционная характеристика приближенно описывается выражением $I = 0,5I_0[1 - \cos(\pi e/E_{\lambda/2})]$, где I, I_0 — интенсивности светового потока на выходе и входе модулятора; e — мгновенное значение модулирующего напряжения; $E_{\lambda/2}$ — полуволновое напряжение, при подаче которого модулятор переводится из полностью закрытого в полностью открытое состояние. Примерный вид этой характеристики представлен на рис. 10.19. Для получе-

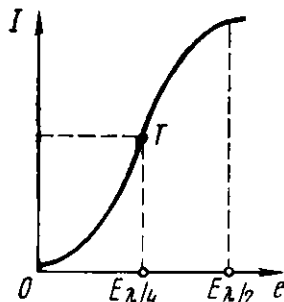


Рис. 10.19

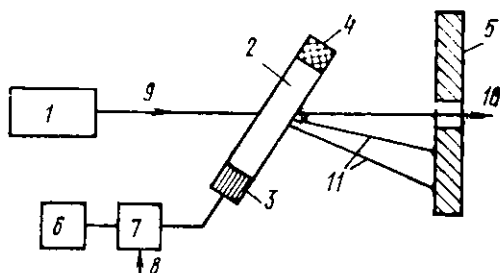


Рис. 10.20

ния минимальных искажений модулятор должен быть поставлен в телефонный режим, который соответствует середине наиболее линейного участка характеристики (точка T на рисунке). Такой режим можно получить, подав на модулятор постоянное напряжение смещения $E_{\lambda/4}$, которое называют поляризующим. Практически, вместо включения напряжения $E_{\lambda/4}$, модулятор переводят в теле-

фонный режим путем пропускания лазерного луча через оптический фазовращатель, который поворачивает плоскость поляризации луча на 90°. Один из типов фазовращателя представляет собой пластину определенной толщины, вырезанную из кристалла слюды. Пластина эта включается в световой поток лазера последовательно с ячейкой Поккельса.

Материалами, из которых изготавливаются ячейки Поккельса, служат:

1) кристаллы дигидрофосфата калия (KH_2PO_4) или дигидрофосфата аммония ($\text{NH}_4\text{H}_2\text{PO}_4$) (сокращенно они называются KDP и ADP); они отличаются высокой прозрачностью, но гигроскопичны, хрупки, растрескиваются при многократных изменениях температуры;

2) кристаллы ниобата лития (LiNbO_3). Эти кристаллы имеют высокую механическую прочность, негигроскопичны, меньше боятся изменений температуры;

3) кристаллы арсенида галлия (GaAs). Эти кристаллы также негигроскопичны, имеют хорошую теплопроводность, вследствие чего они пригодны для работы при больших мощностях.

Электрооптические элементы могут выполняться из жидкостей, таких, как нитробензол, сероуглерод и др. Эти элементы называются ячейками Керра. Их достоинством являются простота изготовления и низкая стоимость. Основной недостаток — недостаточная линейность модуляционной характеристики.

В Советском Союзе производится несколько типов амплитудных модуляторов, основные параметры некоторых из них даны в табл. 10.5 [10.7; 10.8].

Таблица 10.5

Тип модулятора	Материал	Полуволновое напряжение, В	Полоса прозрачности, мкм	Полоса модулирующих частот, МГц	Коэффициент контрастности
МЛ-1	KDP	2700	0,35...1,2	0...10	100
МЛ-3	KDP	730	0,35...1,2	1...100	20
ДП-663	KDP	370	0,35...1,2	1...100	35
МЛ-4	Ниобат лития	180	0,5...4,5	0...10	20
МЛ-5	Ниобат лития	185	0,5...4,5	0...200	20
МЛ-7	Арсенид галлия	3000	0,85...16	0...25	35

Примечание. Коэффициент контрастности представляет собой отношение светового потока на выходе модулятора при полностью открытом модуляторе к световому потоку при полностью закрытом модуляторе.

Принцип действия акустооптического модулятора поясняется с помощью схемы, представленной на рис. 10.20.

Согласно схеме, лазерный луч проходит через прозрачную пластину, в которой возбуждаются бегущие волны ультразвуковых колебаний. Для проходящего света колеблющаяся пластина подобна дифракционной решетке. Свет, прошедший через пластину, образует серию дифракционных лучей нулевого, первого, второго и

т. д. порядков. Используется только луч нулевого порядка, который отделяется от других с помощью диафрагмы. Яркость этого луча зависит от амплитуды ультразвуковых колебаний, которые возбуждаются в пластине.

Материалом для изготовления пластины может быть плавленый кварц, сульфид кадмия, ниобат лития, вода и др. Модуляторы этого типа имеют высокую прозрачность, хорошую температурную стабильность и требуют для модуляции небольшой мощности. Полоса пропускания сравнительно узкая, не превышает 20 МГц.

Частотные модуляторы. Частотная модуляция является помехоустойчивой и больше других подходит для многоканальной лазерной связи. Однако серийные лазерные частотные модуляторы еще не созданы, и дело пока ограничивается разработкой опытных экземпляров.

Частоту колебаний лазера можно менять путем изменения длины резонатора. При этом способе концевые зеркала резонатора укрепляются на стержне, изготовленном из материала, обладающего магнитоотрицательным или пьезоэлектрическим эффектом. В первом случае модулирующий сигнал создает переменное магнитное поле, а во втором — переменное электрическое поле, которые и вызывают механические колебания стержня и частотную модуляцию оптического излучения лазера. Ожидается, что в подобных модуляторах полоса модулирующих частот может достигать 100 МГц при линейности модуляционной характеристики, достаточной для многоканальных передатчиков.

Частотная модуляция может быть получена путем воздействия на активное вещество лазера переменного магнитного поля (эффект Зеемана) или переменного электрического поля (эффект Штарка). В обоих случаях под действием переменного поля происходит расщепление рабочих уровней атомов и вследствие этого — изменение частоты колебаний лазера. Установлено, что для модуляции требуется создание очень сильных полей, вследствие чего целесообразность использования этих методов ставится под сомнение.

Фазовые модуляторы. Фазовые модуляторы могут использоваться как для получения сигналов с фазовой модуляцией, так и для получения сигналов ЧМ косвенным методом. Известно много различных типов модуляторов. Ограничимся рассмотрением схемы модулятора бегущей волны, представленной на рис. 10.21.

Кристалл из электрооптического материала представляет собою длинную ячейку Поккельса с поперечным электрооптическим эффектом. Для эффективного взаимодействия лазерного луча с высокочастотным полем модулирующего сигнала нужно, чтобы скорость распространения света в кристалле была близка к скорости распространения бегущей волны модулирующего сигнала в полосковой линии. Скорость распространения света для кристаллов ADP равна 0,68 скорости в открытом пространстве. Скорость распространения бегущей волны в полосковой линии зависит от

поперечных размеров линии. Необходимое уравнивание скоростей возможно.

В опытном модуляторе этого типа индекс фазовой модуляции, равный единице, был получен при мощности модулирующего сиг-

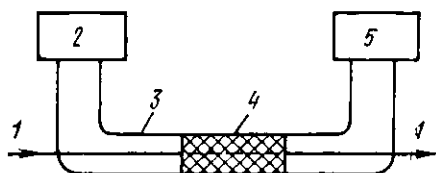


Рис. 10.21

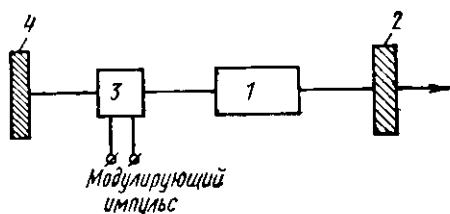


Рис. 10.22

нала 12 Вт и частоте модулирующего сигнала до 1 ГГц. Потери света в кристалле составляли 50%.

Импульсный модулятор. Схема импульсного модулятора с электрооптической ячейкой Поккельса представлена на рис. 10.28. При отсутствии напряжения на амплитудном модуляторе он заперт, обратная связь в лазере отсутствует и автоколебания не возникают. При подаче на модулятор отпирающего импульса в лазере возникают мощные автоколебания, длительность которых равна длительности импульса, подаваемого на модулятор. В существующих импульсных модуляторах этого типа получают импульсы длительностью $\tau \geq 10$ нс.

Глава 11

Надежность радиопередатчиков

11.1. Общие сведения

Проблема надежности радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) и в том числе радиопередатчиков (РП) в последние годы приобретает все более важное значение, так как возрастает ответственность выполняемых ими функций, растет степень автоматизации и повышаются требования к качеству работы и к экономической эффективности технических систем.

В некоторых случаях выход передатчиков из строя крайне нежелателен (например, передатчиков телевизионного и звукового радиовещания, особенно при передаче важных событий или сообщений), а иногда недопустим из-за особо тяжелых и даже катастрофических последствий (передатчики спутников и самолетов). В ряде случаев недостаточная надежность или сложность эксплуатации технических систем приводит к экономической нецелесообразности их использования (например, РРЛ с большим числом ретрансляций).

Надежность любого устройства, в том числе и радиопередатчика, закладывается на стадии его разработки, обеспечивается в процессе изготовления и поддерживается во время эксплуатации.

Радиопередатчики являются сложными техническими комплексами, в которые входят радиоэлектронное и электросиловое оборудование, электромеханические и механические устройства и др. Число элементов, входящих в современные радиопередатчики, достигает 10^3 — 10^4 ед. Нормальное функционирование РП зависит от множества факторов, влияние которых на основные параметры и характеристики РП установить в виде определенных функциональных зависимостей очень трудно или невозможно. К тому же большинство факторов (температура, колебания напряжения, ударные нагрузки, отклонения от технологического процесса и др.) является случайными величинами и процессами.

В правильно разработанном, изготовленном и настроенном передатчике при правильной его эксплуатации выходы из строя (отказы) являются случайными событиями; поэтому оценка надежности, как чисто расчетная, так и расчетно-экспериментальная, производится вероятностно-статистическими методами.

Современные радиопередатчики разрабатывают, производят и эксплуатируют с обязательным учетом требований теории надежности [11.3—11.5], которая позволяет создавать передатчики с требуемой высокой степенью надежности путем рационального выбора их структуры и схемы, выбора элементов и деталей (резисторов, конденсаторов, транзисторов, ламп и др.) и режимов их работы, резервирования наиболее ответственных и недостаточно надежных узлов, блоков, введения системы контроля технического состояния, позволяющей быстро обнаруживать возникшие неисправности и даже предсказывать их появление и т. д.

11.2. Основные понятия и количественные характеристики надежности радиопередатчиков

Надежность — это свойство объекта (в том числе и радиопередатчика) выполнять заданные функции, сохраняя во времени установленные технические показатели и характеристики в заданных пределах при соблюдении определенных режимов эксплуатации, обслуживания, ремонта, хранения, транспортировки [11.1].

Надежность является комплексным свойством и характеризуется безотказностью, ремонтпригодностью, долговечностью, сохраняемостью. Для большинства связанных и вещательных радиопередатчиков, являющихся восстанавливаемыми изделиями длительного, многократного пользования, основными свойствами являющаяся безотказность и ремонтпригодность (а в некоторых случаях и долговечность).

Безотказность — это свойство непрерывно сохранять работоспособность в течение некоторого времени работы, называемого в теории надежности *наработкой*. *Долговечность* также означает свойство сохранения работоспособности, но с учетом технического обслуживания, профилактик, ремонтов до наступления *предельного состояния*, когда израсходован *технический ресурс*, восстановление параметров и характеристик передатчика путем ремонта становится нецелесообразным и эксплуатация его прекращается.

Ремонтпригодность — это свойство приспособленности к предупреждению и обнаружению отказов, повреждений и устранению их последствий путем проведения ремонтов и технического обслуживания.

Радиопередатчик характеризуют целым комплексом параметров, показателей, характеристик, из которых часть является основными, определяющими выполнение заданных функций (например, мощность, частота, нестабильность частоты, глубина модуляции, показатели качества передаваемых сигналов и др.), другие же показатели являются второстепенными.

Радиопередатчик считается *работоспособным*, если требования, установленные в отношении основных параметров, выполняются. *Отказом* является событие, заключающееся в нарушении работоспособности, т. е. в отклонении основных параметров за допустимые пределы. Несоответствие хотя бы одному из требований, установленных нормативно-технической документацией как для основных, так и для второстепенных параметров и характеристик, считается *неисправностью*, которая может не приводить к отказу.

Для конкретных технических объектов необходимы более четкие критерии понятий «отказ» и «неисправность». Так, для связных и радиовещательных передатчиков «Правила технической эксплуатации» [11.2] устанавливают подробные критерии нарушений нормальной работы.

1. Перерывы в работе (что расценивается как отказ):

выключение передатчика или пропадание модуляции на время >15 с, а для телевизионных радиостанций >5 с;

снижение выходной мощности до величины $<50\%$ от номинальной для передатчиков ДВ, СВ и МВ диапазонов и $<70\%$ — для передатчиков КВ диапазона;

нарушения, продолжительностью >1 мин. не приводящие к полному пропаданию передачи, но делающие ее непригодной для нормального восприятия переданной информации (фон, большие искажения и т. п.).

2. Отклонения от установленных норм (квалифицируемые как неисправность):

снижение мощности более чем на 20% для радиовещательных передатчиков;

нарушение норм на допустимые уровни внеполосных и побочных излучений, на отклонения несущей частоты от номинала, возрастание уровня фона и др.

Установлен и ряд других подробных критериев для РП разных назначений, мощностей, диапазонов. Поэтому основные понятия, положения и выводы теории надежности следует применять с учетом конкретных особенностей использования радиопередатчиков.

Количественно надежность и характеризующие ее свойства определяются различными показателями, из которых наиболее важными являются вероятность безотказной работы и интенсивность отказов. *Вероятность безотказной работы $p(t)$* означает вероятность того, что в пределах заданной наработки (продолжительности времени работы) в определенных условиях эксплуатации не возникает отказа. Очевидно, что $0 \leq p(t) \leq 1$, причем $p(0) = 1$, $p(\infty) = 0$.

Определить $p(t)$ можно приближенно статистическими методами, подвергнув испытанию достаточно большое число N_0 изделий; за время испытаний t часть изделий $N(t)$ будет работать исправно, а $[N_0 - N(t)]$ — откажут; тогда

$$p(t) \approx N(t)/N_0. \quad (11.1)$$

Законы распределения случайных величин могут быть разными, но при анализе сложной радиоэлектронной аппаратуры (в том числе и РП) обычно принимается экспоненциальный закон.

Интенсивность отказов $\lambda(t)$, т. е. условная плотность вероятности возникновения отказа, является характеристикой для невосстанавливаемых изделий (резисторов, конденсаторов, транзисторов и т. п.) и определяется статистически числом изделий ΔN , отказавших в течение промежутка времени Δt , и числом работоспособных изделий $N(t)$ в начале этого промежутка:

$$\lambda(t) = \Delta N / N(t) \Delta t. \quad (11.2)$$

График функции $\lambda(t)$ (рис. 11.1) имеет три характерные области: период приработки $t < t_1$, период нормальной работы $t_1 < t < t_2$,

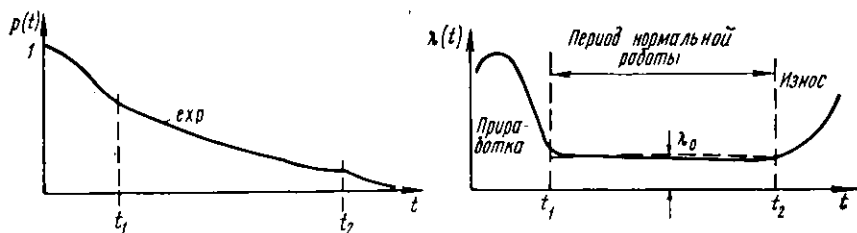


Рис. 11.1

когда отказы носят случайный характер, но интенсивность их примерно постоянна $\lambda(t) \approx \lambda_0 = \text{const}$, и период износа $t > t_2$, когда интенсивность отказов резко возрастает.

Между $p(t)$ и $\lambda(t)$ существует связь:

$$\lambda(t) = -\frac{d p(t)}{dt} \frac{1}{p(t)}; \quad p(t) = \exp\left(-\int_0^t \lambda(t) dt\right). \quad (11.3)$$

При экспоненциальном законе в период нормальной работы интенсивность отказов постоянна: $\lambda(t) \approx \lambda_0$, поэтому

$$p(t) = \exp(-\lambda_0 t). \quad (11.4)$$

Надежность невосстанавливаемых изделий оценивается также средним временем безотказной работы T , определяемым путем испытания N_0 изделий до отказа каждого:

$$T \approx \frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^{N_0} t_i, \quad (11.5)$$

где t_i — время исправной работы i -го изделия. Справедливо соотношение

$$T = \int_0^{\infty} p(t) dt, \quad (11.5a)$$

а для периода нормальной работы при экспоненциальном законе (11.4) оказывается, что

$$T = 1/\lambda_0. \quad (11.5b)$$

Изделия восстанавливаемые характеризуют наработкой на отказ T_0 , которая, по существу, близка к T , но означает среднее вре-

мя нормальной работы между соседними отказами и *параметром потока отказов* Λ_0 , причем аналогично (11.56) справедливо равенство

$$T_0 = 1/\Lambda_0. \quad (11.6)$$

Показатели $p(t)$, $\lambda(t)$, T_0 , Λ , T_0 характеризуют безотказность как одно из свойств надежности. Ремонтпригодность характеризуют *вероятностью восстановления* $p_v(t)$ в заданное время t и *средним временем восстановления* T_v . Время восстановления T_v затрачивается на обнаружение места отказа, выявление его причины и устранение последствий отказа (ремонт, замена, настройка).

При анализе влияния отдельных элементов на надежность передатчика выявляют элементы $\mathcal{Z}_1, \mathcal{Z}_2, \dots, \mathcal{Z}_m$, отказ каждого из которых приводит к полному отказу в работе передатчика в целом. Эти элементы включаются в схему надежности последовательно (рис. 11.2), другие же элементы в первом приближении не учиты-

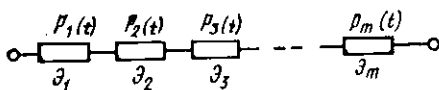


Рис. 11.2

ваются. Из рис. 11.2 следует, что вероятность безотказной работы передатчика (или отдельно рассматриваемого его блока)

$$p_{\text{пер}}(t) = p_1(t) p_2(t) \dots p_m(t) = \prod_{i=1}^m p_i(t). \quad (11.7)$$

Для периода нормальной работы элементов

$$p_{\text{пер}}(t) = \exp \left[\left(- \sum_{i=1}^m \lambda_{0i} \right) t \right] = \exp(-t/T_0), \quad (11.8)$$

где $T_0 = \Lambda_{0,\text{пер}}^{-1} = \left(\sum_{i=1}^m \lambda_{0i} \right)^{-1}$ — наработка на отказ передатчика.

(11.9)

Эффективность использования передатчика определяет *коэффициент готовности* K_r , равный вероятности того, что в произвольно выбранный момент времени передатчик будет работоспособным (исключая планируемые периоды, когда аппаратура не используется по назначению):

$$K_r = T_0 / (T_0 + T_v). \quad (11.10)$$

Иногда используется *коэффициент простоя* $K_{\text{п}}$, характеризующий экономические санкции (штрафы) за перебой в работе радиопередатчиков и определяемый как

$$K_{\text{п}} = 1 - K_r = T_v / (T_v + T_0). \quad (11.11)$$

Для повышения технико-экономической эффективности передатчиков необходимо не только увеличивать наработку на отказ T_0 , но и снижать время восстановления T_v . Опыт показывает, что при восстановлении такой сложной аппаратуры, как радиопередатчики, в большинстве случаев на обнаружение причин неисправности и определение конкретного ее места затрачивается значительно больше времени, чем на непосредственное устранение ее. Поэтому в последнее время стали внедряться специальные системы автоматического контроля параметров и режима передатчиков, которые предупреждают о приближении отказа, а при отказе указывают достаточно точно место (узел, блок) возникновения неисправности и при нормальной эксплуатации осуществляют оперативный контроль параметров передатчика (см., например, гл. 9, передатчик АТРС-5/1). Четкие нормы на время восстановления пока не разработаны, но для большинства мощных (≥ 10 кВт) связанных и радиовещательных передатчиков установлено $T_v \approx 0,3 \dots 1$ ч.

11.3. Влияние различных факторов на надежность

Надежность работы РЭА зависит от многих объективных и субъективных факторов, оказывающих влияние на этапах их разработки, производства и эксплуатации. На рис. 11.3 схематически представлено влияние различных факторов на надежность передатчика.

Установление зависимости надежности работы даже отдельного элемента (лампы, транзистора, резистора, конденсатора и т. п.) от каждого из указанных факторов (температуры, электрического режима, механических нагрузок и т. п.) уже представляет сложную задачу. Значения λ_0 , приводимые в справочной литературе [11.7; 11.9 и др.], справедливы обычно для лабораторных условий. Реальные условия эксплуатации могут быть очень отличны от лабораторных, поэтому в целом условия эксплуатации в первом приближении можно учесть коэффициентом условий эксплуатации k_s , отражающим возрастание интенсивности отказов элементов:

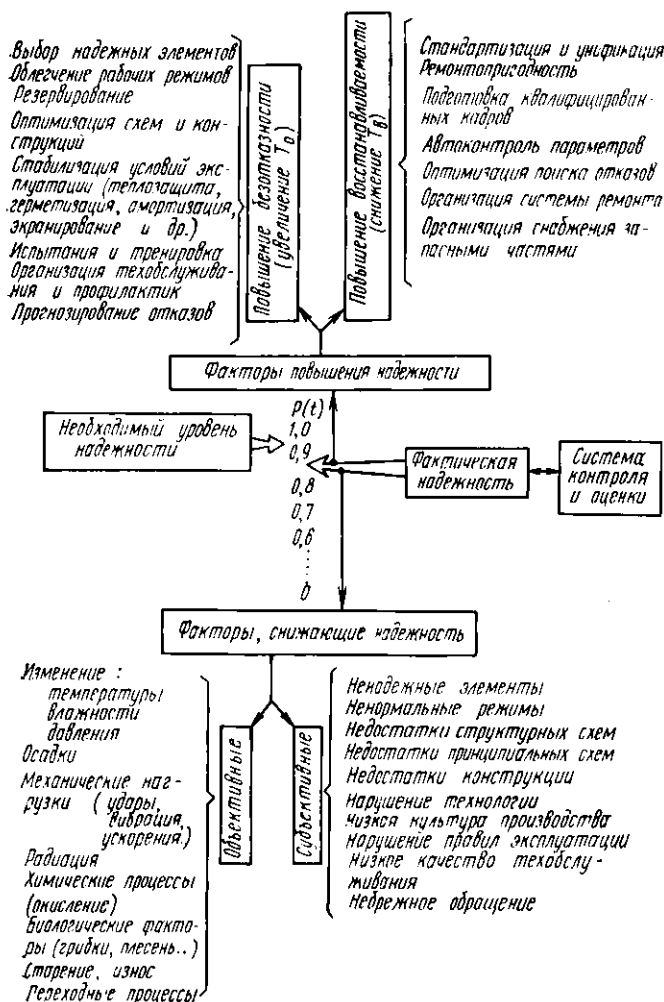
$$\lambda'_s = \lambda_0 k_s. \quad (11.12)$$

Условия эксплуатации	Значение k_s
Лабораторные условия	1
Наземная аппаратура, стационарная:	
в обслуживаемых помещениях	5...8
вне помещений	10...15
вне помещений, высокогорная	60...80
Подвижная аппаратура:	
корабельная	40...60
автомобильная	50...70
поездная	60...80

Работоспособность элементов радиопередатчиков наиболее сильно зависит от температуры и электрического режима, что может быть учтено введением дополнительных эксплуатационных коэффициентов интенсивности отказов, отражающих влияние температуры a_t и нагрузки b_n :

$$\lambda_s = \lambda_0 a_t b_n. \quad (11.13)$$

Электрический режим каждого элемента можно характеризовать коэффициентом нагрузки k_n , означающим отношение величин напряжений, токов или мощностей в рабочем режиме к соответствующим номинальным или допустимым значениям, для которых



и приводятся значения номинальных интенсивностей отказов λ_0 . Например, для резистора k_n определяется рассеиваемой мощностью ($k_n = P_{\text{раб}}/P_{\text{ном}}$), для конденсатора — напряжением ($k_n = U_{\text{раб}}/U_{\text{ном}}$). Для более сложных элементов необходимо учесть несколько ограничивающих факторов: для транзисторов определяют k_n по рассеиваемой мощности, по напряжениям на переходах и по току коллектора; а для вакуумного тетрода k_n соответственно

определяют по мощностям, рассеиваемым на аноде, первой и второй сетках, а также и по мощности накала. В расчет принимают наибольшие значения k_n ; зависимости $a_i(t, k_n)$, $b_n(k_n)$ для различных элементов приведены в [11.7; 11.9 и др.]. Применение облегченных режимов ($k_n < 0,5$) позволяет снизить интенсивность отказов элементов в 2...10 раз, тогда как форсированные режимы резко снижают надежность.

11.4. Расчет надежности радиопередатчика

Располагая информацией о надежности элементов и деталей, из которых состоит передатчик, можно рассчитать надежность передатчика в целом. При этом обычно передатчик разделяют на основные функционально и конструктивно самостоятельные блоки, отказ которых приводит к отказу всего передатчика (возбудитель, предварительный усилитель, усилитель мощности, модулятор, блоки питания и т. п.), и рассчитывают отдельно надежность каждого блока, а затем и надежность всего передатчика.

В каждом отдельном блоке также следует выделить все те элементы, отказ которых приводит к отказу блока, тогда для анализа надежности сложной системы (блока) будет приемлема последовательная схема надежности (см. рис. 11.2).

Параметр потока отказов передатчика $\Lambda_{\text{пер}}$ или отдельного его блока $\Lambda_{\text{бл.и}}$ определяется по соотношению (11.9) через интенсивности отказов отдельных элементов $\lambda_{\text{э.и}}$. При этом следует по возможности учесть влияние условий эксплуатации, температуры и рабочего режима (коэффициента нагрузки) на интенсивность отказа для каждого конкретного элемента [см. § 11.4 и соотношения (11.12), (11.13)]. Нарботка на отказ передатчика $T_{\text{о.пер}}$ или его отдельного блока $T_{\text{о.бл.и}}$ определяется по (11.9).

Разделение передатчика на блоки позволяет определить отдельные показатели надежности каждого блока и сразу же на этапе разработки выявить наиболее слабые в отношении надежности блоки передатчика. Это даст возможность принять соответствующие меры, чтобы показатели надежности отдельных блоков не были существенно различными. Более подробно вопросы расчета надежности передатчиков рассмотрены в [11.9].

Более достоверные показатели надежности могут быть получены в результате эксперимента, т. е. по статистическим данным об отказах и неисправностях при эксплуатации либо при специальных испытаниях на надежность. Степень достоверности получаемых результатов возрастает с увеличением числа испытуемых экземпляров и продолжительности времени эксплуатации или испытаний.

Радиопередатчики в большинстве случаев производятся в весьма ограниченном количестве, а иногда являются уникальными образцами (например, вещательные передатчики мощностью 1000 кВт и более), поэтому приходится пользоваться ограниченными данными о работе нескольких десятков, а иногда и единиц образцов. Специальные испытания на надежность целесообразны для аппаратуры массового производства и небольшой стоимости, хотя иногда в особо ответственных случаях подобным испытаниям подвергают и уникальную аппаратуру (например, передатчик спутникового ретранслятора).

При эксплуатации передатчиков фиксируются интервалы времени работы между двумя соседними отказами t_i , причины отказа и время $t_{\text{в.т.}}$ затраченное

на восстановление. Если за некоторый период эксплуатации получена информация для однотипных передатчиков, в которых произошло n отказов, то наработка на отказ передатчика определяется формулой

$$T_0 = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n t_i \quad (11.14)$$

и среднее время восстановления (время вынужденного простоя)

$$T_{\text{в}} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n t_{\text{в}i} \quad (11.15)$$

Затем рассчитывают коэффициенты готовности (11.10) и простоя (11.11).

Однако в силу ограниченности статистической информации полученные по (11.14) и (11.15) результаты содержат ошибку, т. е. действительные значения T_0^* (или $T_{\text{в}}^*$) находятся в пределах некоторого доверительного интервала ($r_n T_0 \dots r_n T_0$) с вероятностью $v < 1$, называемой *доверительной вероятностью*. Значения коэффициентов нижней $r_n \leq 1$ и верхней $r_n \geq 1$ границ доверительного интервала зависят от числа испытаний (отказов) n , доверительной вероятности v и табулированы для определенных законов распределения вероятностей безотказной работы [11.7]. Например, при экспоненциальном законе (11.4) для $n = 20$ при $v = 0,9$ доверительный интервал составляет $(0,77 \dots 1,37) T_0$, а при $v = 0,99$ он расширяется до $(0,63 \dots 1,81) T_0$.

Таблица 11.1

Назначение РП	Радиовещательные		Вещательные телевизионные		Связные	
Мощность кВт	150	250	50	50	15	5
Диапазон частот	ДВ—СВ	КВ	I канал ТВ	VIII канал ТВ	КВ	КВ
Процент отказов						
в мощных ступенях УВЧ	} 21	} 62	8	13	17	16
в маломощном тракте УВЧ			14	14	8	11
в возбuditеле			8	5	2	4
в устройстве формирования сигнала	—	—	—	—	32	30
в модуляторе	12	8	12	10	—	—
в аппаратуре питания	27	12	5	8	13	18
в системе УБС	20	4	13	9	5	5
в системе автоподстройки	9	4	—	—	14	7
в контрольно-измерительной аппаратуре	—	—	31	34	—	—
прочие	11	10	9	7	9	9
Итого	100%					
Наработка на отказ T_0 , ч	1500*	300	250*	500*	800	1000

* Передатчик выполнен по схеме сложения мощностей двух блоков (полуккомплектов).

Анализ причин отказов эксплуатируемых РП позволяет выявить наиболее слабые в отношении надежности блоки и части передатчика и на основе этого выбрать правильные направления повышения надежности при модернизации существующих и разработке новых передатчиков. В табл. 11.1 приведены в про-

центах отказы отдельных блоков и систем некоторых мощных ламповых вещательных и связных передатчиков, а также ориентировочные значения их наработки на отказ. Большинство эксплуатируемых в настоящее время передатчиков обеспечивает наработку на отказ $T_0 = 200 \dots 500$ ч, а лучшие образцы — $1 \dots 2$ тыс. ч. Подобные цифры уже сейчас не всегда удовлетворяют современным требованиям к надежности, а в ближайшем будущем передатчики должны будут обеспечивать наработку на отказ до $5 \dots 10$ тыс. ч [11.11]. Повышение почти на порядок надежности передатчиков представляет сложную научно-техническую проблему.

11.5. Возможные пути повышения надежности радиопередатчика

Повышение надежности радиопередатчиков всегда сопровождается увеличением затрат средств и рабочего времени на стадиях разработки и производства, тогда как эксплуатационные расходы обычно снижаются. Аппаратура низкой надежности требует больших затрат в процессе эксплуатации (необходим квалифицированный обслуживающий персонал, частые ремонты, наблюдаются значительные простои и т. п.), но затраты на разработку и производство ее невелики. Поэтому существует некоторая оптимальная надежность, при которой общие затраты на разработку, производство и эксплуатацию оказываются минимальными. При разработке новых передатчиков или модернизации существующих требования к показателям надежности должны быть достаточно четко обоснованы с учетом как технических, так и экономических аспектов этой проблемы.

Из соотношений (11.7)—(11.9) следует вывод: надежность передатчика (без резервирования) определяется надежностью самих элементов λ_{0i} и их числом m . Число элементов m определяется, главным образом, техническими показателями передатчика (мощность, частота, вид модуляции, характеристики надежности и т. п.) и не может быть значительно уменьшено даже при самом рациональном проектировании.

Распределение отказов по основным видам элементов РП приведено в табл. 11.2. Из таблицы видно, что наибольшее число отказов возникает по вине электровакуумных приборов (ЭВП), электромеханических устройств (реле, контакторы и др.), ВЧ конденсаторов, тогда как относительное число двух первых типов элементов в передатчике невелико. Поэтому существенно повысить надежность РП можно, заменяя, где это возможно, ЭВП более надежными элементами — транзисторами и полупроводниковыми диодами, а электромеханические реле заменяя бесконтактными электронными схемами коммутации или управляемыми вентилями.

Надежность элементов λ_{0i} определяется в основном уровнем техники и технологии промышленности, производящей элементы, условиями эксплуатации аппаратуры и режимом работы элементов (см. § 11.3). Например, наименее надежные элементы мощных радиопередатчиков — генераторные лампы — имеют срок службы $500 \dots 2000$ ч. Путем облегчения режима удастся увеличить его в 2—3 раза (снижая коэффициенты нагрузки до $0,3 \dots 0,5$ и несколько

Таблица 11.2

Вид элементов	% от общего числа элементов	% отказов
ЭВП	1,5	29,8
Резисторы и потенциометры	34	6,6
ВЧ конденсаторы, в том числе вакуумные	22	9,4
Трансформаторы, дроссели, катушки индуктивности	6	5,9
Выключатели, кнопки, контакты	3	5,7
Реле, контакторы, автоматы	6,4	11,6
Полупроводниковые приборы	11	2,9
Колодки, гнезда, панели и др.	7	3,7
Измерительные приборы	1	1,5
Электродвигатели	0,1	1,0
Прочие	8	21,9
Всего	100	100

ко понижая накал, что, с другой стороны, приводит к необходимости использовать в 2—3 раза большее число ламп или применять лампы большей номинальной мощности). Однако если поставить перед электронной промышленностью задачу изготавливать мощные лампы со сроком службы 10...15 тыс. ч или более, то в настоящее время эта задача либо технически неразрешима, либо решение ее приведет к неоправданно большим экономическим затратам.

При использовании элементов с определенным ограниченным уровнем надежности можно улучшить надежность передатчика, применяя резервирование. *Резервирование* — это методы повышения надежности за счет введения избыточности, т. е. дополнительных средств и возможностей сверх минимально необходимых для выполнения объектом заданных функций [11.1].

Существует много различных вариантов резервирования [11.3—11.7]. Рассмотрим один из простейших примеров (рис. 11.4а).

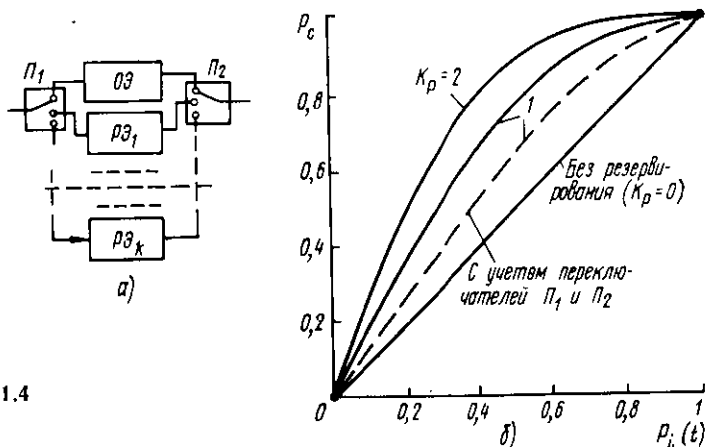


Рис. 11.4

Пусть работоспособность передатчика обеспечивается при нормальном функционировании основного элемента (ОЭ), например блока усиления мощности ВЧ. При отказе ОЭ в работу вступает резервный элемент (РЭ₁). Резервных элементов может быть несколько; отношение их числа к числу резервируемых основных элементов называют *кратностью резервирования* $k_{\text{рез}}$. При отказе РЭ₁ в работу вступает второй резервный элемент РЭ₂ и т. д. Если вероятности безотказной работы элементов $p_i(t)$ известны, то вероятность отказа системы определится как

$$q_c(t) = \prod_{i=1}^{k_{\text{рез}}+1} [1 - p_i(t)]. \quad (11.16)$$

При одинаковой надежности элементов ОЭ и РЭ вероятность безотказной работы системы с резервированием определяется соотношением

$$p_c(t) = 1 - q_c(t) = 1 - [1 - p_i(t)]^{k_{\text{рез}}+1}. \quad (11.17)$$

На рис. 11.4б приведены графики функции (11.17), иллюстрирующие выигрыш в надежности при использовании резервирования, причем увеличение $k_{\text{рез}}$ обеспечивает больший выигрыш.

Таким образом, *резервирование* — это путь построения систем с заданной высокой надежностью из недостаточно надежных элементов. Резервирование может обеспечить гораздо большее увеличение надежности, чем применение облегченных режимов работы.

При реализации систем резервирования обычно требуются дополнительные устройства коммутации для отключения отказавшего элемента и подключения резервного (на рис. 11.4а это переключатели П₁ и П₂). Конечная надежность коммутаторов снижает общую надежность системы (см. пунктир на рис. 11.4б), и при низкой надежности коммутаторов система резервирования может оказаться нецелесообразной.

В передатчиках обычно используется *резервирование с восстановлением* (ремонт или замена) отказавшего элемента, поэтому обычно кратность резервирования не превышает 1. *Резервирование замещением* (см. пример выше) при $k_{\text{рез}}=1$ называют *дублированием*. Такой вид резервирования приводит к увеличению габаритных размеров, массы, стоимости, потребляемой мощности и т. п. и практически применяется в сравнительно маломощных ступенях и блоках передатчиков: возбуждателях, трактах предварительного усиления ВЧ, модуляторах и манипуляторах (см. схему на рис. 9.4).

В мощных ступенях и блоках передатчиков целесообразнее применять *постоянное нагруженное резервирование*, вариантом которого является построение передатчиков из двух полуккомплектов (см. схемы телевизионных передатчиков на рис. 9.3—9.5, а также [11.13], вещательный передатчик ДСВ-150).

Надежность передатчика можно существенно повысить, используя метод сложения мощностей нескольких генераторов (блоков,

модулей) для получения требуемой мощности в нагрузке. В усилителе мощности на рис. 11.5а с помощью мостового устройства сложения мощности (ΣP) складываются мощности N генераторов

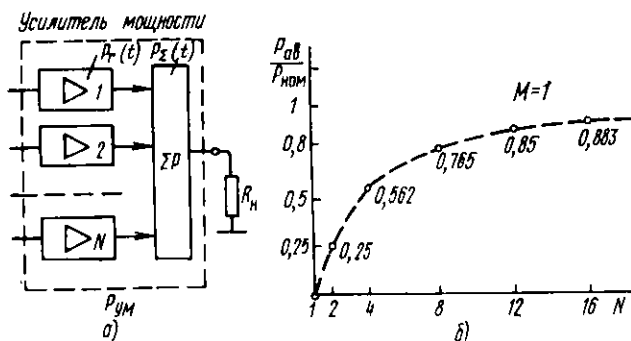


Рис. 11.5

в общей нагрузке R_n , что обеспечивает в режиме нормальной работы выходную мощность $P_{ном}$. В аварийном режиме при отказе M генераторов мощность в нагрузке снижается до $P_{ав}$, причем

$$P_{ав}/P_{ном} = [(N-M)/N]^2. \quad (11.18)$$

Наиболее вероятен выход из строя одного из генераторов. График функции (11.18) при $M=1$ представлен на рис. 11.5б. Если по условиям эксплуатации допускается снижение мощности в нагрузке до величины $(P_{ав}/P_{ном})_{доп}$, то всегда можно выбрать число генераторов N так, чтобы при отказе одного из них работоспособность усилителя мощности в целом сохранялась. Для этого надо выполнить условие

$$N > (1 - \sqrt{(P_{ав}/P_{ном})_{доп}})^{-1}. \quad (11.19)$$

Вышедший из строя генератор (блок) затем может быть легко и быстро заменен исправным (имеющимся, например, в ЗИП передатчика). Пусть надежность каждого из N генераторов одинакова и характеризуется вероятностью безотказной работы $P_r(t)$, а надежность устройства сложения мощности соответственно $P_\Sigma(t)$. Поскольку ΣP представляет собой пассивную схему из RLC -элементов, трансформаторов или отрезков линий, то надежность его может быть значительно выше, чем генератора, т. е. $[1 - p_\Sigma(t)] \ll [1 - p_r(t)]$. Тогда отказом усилителя мощности рис. 11.5а будет отказ двух или более генераторов или отказ сумматора ΣP . Считая отказы в различных генераторах событиями взаимонезависимыми, можно установить вероятность отказа двух генераторов:

$$q(t) = [1 - p_r(t)]^2. \quad (11.20)$$

Соответственно вероятность безотказной работы всего усилителя мощности по схеме рис. 11.5а с соблюдением условий (11.19) определится как

$$p_{у.м}(t) = \{1 - [1 - p_r(t)]^2\} p_\Sigma(t). \quad (11.21)$$

При известных наработках на отказ генератора $T_{o.g}$ и сумматора $T_{o.c}$, используя соотношение (11.4), можно определить время Δt , в течение которого генератор работоспособен с вероятностью $p(\Delta t)$:

$$\Delta t = -T_o \ln p(t), \text{ а при } p > 0,95 \quad \Delta t \approx T_o [1 - p(t)] \quad (11.22)$$

и затем наработку на отказ системы:

$$T_{o.y.m} = T_{o.g} \ln p_g(t) / \ln p_{y.m}(t) \approx T_{o.g} (1 - p_g(t)) / (1 - p_{y.m}(t)). \quad (11.23)$$

Если для некоторого периода времени Δt генераторы характеризуются $p=0,95$ и вероятность их отказа равна 5%, а $p_c=1$, то согласно (11.21) $p_{y.m}=0,9975$, т. е. вероятность отказа всего усилителя снизится в 20 раз и составит 0,25%. Если $T_{o.g}=1000$ ч, то согласно (11.23) наработка на отказ системы составит 20 000 ч. Если учесть конечную надежность $p < 1$ [пусть, например, вероятность ее отказа $(1-p_c)=0,005$, что на порядок меньше, чем у генератора], то выигрыш в надежности всего усилителя будет несколько меньше: $p_{y.m}=0,9925$. При $T_{o.g}=1000$ ч $T_{o.c}=10^4$ ч, а наработка на отказ всего усилителя мощности составит $T_o \approx 7000$ ч. По схеме рис. 11.5а в настоящее время выполняются выходные ступени транзисторных передатчиков мощностью от сотен ватт до единиц киловатт.

Надежность передатчиков как систем многократного, длительного пользования характеризуется не только безотказностью, но и тем, как быстро восстанавливается работоспособность после возникновения отказа. *Восстанавливаемость* определяется ремонтпригодностью (обеспечиваемой на этапах разработки и производства) и мероприятиями по обслуживанию на этапе эксплуатации. Мероприятия по обслуживанию включают в себя подбор квалифицированного обслуживающего персонала, организацию ремонтных работ, обеспечение запасными частями, а также организацию профилактического обслуживания и системы контроля и прогнозирования неисправностей (отказов).

Правилами технической эксплуатации (ПТЭ) передатчиков различного назначения устанавливается некоторое допустимое время простоя $t_{доп}$. Если время восстановления работоспособности $T_v < t_{доп}$, то согласно ПТЭ такая ситуация не считается отказом. Пусть $p_v(t_{доп})$ — вероятность восстановления работоспособности передатчика за время $t_{доп}$. Тогда наработка на отказ с учетом восстанавливаемости $T_{o.v}$ определится как

$$T_{o.v} = T_o [1 - p_v(t_{доп})]^{-1}, \quad (11.24)$$

где T_o — наработка на отказ без учета восстановления, см. (11.9). Таким образом, восстановление может служить эффективной мерой повышения надежности.

Для повышения надежности проводится также профилактическое обслуживание, целью которого является предупреждение некоторых причин возможных отказов: ухудшения качества контактов (особенно в регулируемых и переключаемых ВЧ цепях), изоляции (загрязнение поверхности), эмиссии или вакуума генераторных ламп и т. п. Сроки и содержание профилактических мероприятий должны быть достаточно обоснованы, а работа должна проводиться с высоким качеством и квалифицированным персоналом, иначе профилактика может привести к снижению надежности.

На передающих радиостанциях, где сосредоточено значительное число однотипных или довольно похожих по параметрам передатчиков, в последнее время начинают применять различные варианты *скользящего резервирования*, когда на группу из пяти—десяти работающих передатчиков выделяется один резервный, который подключается вместо отказавшего рабочего. Усредненная паработка на отказ передатчиков в такой системе может существенно возрасти [см., например, соотношение (11.24)].

Заключение

Современная техника радиопередающих устройств, естественно, не исчерпывается материалом данного учебника. Ряд специальных вопросов теории и практики радиопередающих устройств вследствие ограниченности объема учебника не вошли в его состав. Дополнительные сведения при необходимости (в частности, при курсовом проектировании) всегда можно почерпнуть из монографической литературы. Отметим, что техника радиопередающих устройств постоянно совершенствуется и изменяется. Поэтому и некоторые новейшие технические решения в области радиопередающих устройств не нашли полного отражения на страницах учебника.

В «Основных направлениях развития народного хозяйства СССР на 1976—1980 годы» указано, что необходимо обеспечить дальнейшее развитие радиовещания и телевидения, в том числе цветного; предусмотреть более широкое использование искусственных спутников Земли, в первую очередь для обеспечения телевизионным вещанием районов Западной и Восточной Сибири и для телефонно-телеграфной связи с отдаленными районами страны. Решение этих задач, естественно, требует и создания высокоэффективной и надежной радиопередающей техники.

Перед техникой радиопередающих устройств ближайшего будущего стоит ряд проблем. Это, прежде всего, освоение новых частотных диапазонов и, вследствие этого, разработка новых методов генерирования, усиления и управления колебаниями. Эта проблема является весьма актуальной вследствие роста числа радиосредств, работающих в традиционных частотных диапазонах. Недостаточное число радиоканалов требует полного освоения диапазона миллиметровых волн, а также оптического диапазона. Будет осваиваться и длинноволновый диапазон дециметровых волн.

Проблема освоения новых частотных диапазонов тесно связана

с разработкой новых высокоэффективных приборов для генерирования и усиления колебаний. Для техники радиопередающих устройств ближайшего будущего станет характерной широкая замена радиоламп транзисторами. Это, естественно, требует дальнейшего развития всеобъемлющей нелинейной теории работы транзисторных генераторов, применения оптимальных режимов, использования новых схемных решений и применения ЭВМ для их анализа.

Весьма перспективным является использование в технике радиопередающих устройств полевых транзисторов. При этом особо важное значение приобретают вопросы исследования параметрических явлений, обратных связей и оценки их действия на устойчивость соответствующих транзисторных усилительных устройств.

Если в настоящее время транзисторы уже заменяют радиолампы в передатчиках малой и средней мощности, то в ближайшем будущем они будут широко использоваться в мощных радиопередатчиках. При этом с расширением граничных частот транзисторов они будут успешно использоваться в передатчиках дециметрового и сантиметрового диапазонов.

Весьма важной проблемой, которая стоит перед техникой радиопередающих устройств, является увеличение мощностей радиопередатчиков. Это позволяет существенно улучшить помехоустойчивость радиолиний, повысить надежность связи. Решение этой проблемы предполагает как разработку мощных радиоламп и транзисторов, так и создание высокоэффективных устройств суммирования мощностей отдельных генераторов, в частности, на широкополосных ферритовых трансформаторах.

Серьезной проблемой, стоящей перед техникой радиопередающих устройств, является проблема повышения КПД мощных усилителей. Решение этой проблемы для мощных и сверхмощных радиопередатчиков равносильно снижению расхода электроэнергии, потребляемой всей радиостанцией в целом. Если учесть, что для питания таких передатчиков необходимы мощные электростанции, то повышение КПД даже на 10...15% равносильно введению в строй нескольких новых мощных электростанций. В настоящее время проблема повышения КПД радиопередатчиков решается применением высокоэффективных режимов работы усилителей, в частности, ключевых и полигармонических.

Радиопередатчики будущего требуют создания высококачественных возбудителей. При разработке таких высокостабильных возбудителей широко используется интегральная микросхемотехника (в частности, большие интегральные схемы), позволяющая существенно повысить надежность радиотехнических устройств. В таких возбудителях процесс установки частоты и контроля его параметров будет полностью автоматизирован.

В будущем резко повысятся требования к электроакустическим показателям радиопередатчиков, к уровням их побочных и внеполосных излучений. Для радиопередатчиков с однополосной модуляцией будут разработаны транзисторные усилители с очень низким уровнем нелинейных искажений. При этом особое внимание

будет уделяться предварительной обработке передаваемых сигналов с целью снижения пикфактора при допустимом уровне нелинейных искажений, а также разработке методов построения мощных линейных ВЧ усилителей с высоким КПД для усиления сигналов с большим пикфактором.

При разработке телевизионных радиопередатчиков будущего предстоит решить проблему создания устройств автоматического контроля параметров и характеристик передатчиков. Эти устройства позволяют своевременно выявить отклонения основных характеристик телевизионного передатчика от номинала, прогнозировать возникновение неисправностей и осуществлять автоматический переход на резервное оборудование.

Перед техникой радиопередающих устройств стоит серьезная проблема повышения надежности работы радиопередатчиков. Решение этой сложной проблемы требует разработки достаточно адекватной и полной математической модели надежности радиопередающего устройства, решения задачи оптимального резервирования, построения структуры трактов, получения достаточно достоверных сведений о характеристиках надежности отдельных элементов радиопередатчиков. При этом предполагается развитие представлений о физических основах процессов отказов и износа. Особое значение приобретает использование априорной информации о надежности отдельных элементов, функциональных узлов и блоков радиопередатчика.

Весьма важной проблемой техники радиопередающих устройств является создание полностью автоматизированных высоконадежных радиопередатчиков. Решение этой проблемы предполагает, с одной стороны, разработку широкополосных высокоэффективных усилительных трактов, а с другой, — создание высокоточных и надежных систем автоматического регулирования параметров радиопередатчика. Создание автоматизированного радиопередатчика предполагает, естественно, использование широкополосных антенн (например, логопериодических) и автоматизированных возбuditелей.

В таких радиопередатчиках управление их работой осуществляется автоматическим переключением только частоты колебаний возбuditеля. При этом, конечно, обеспечивается автоматическое поддержание уровня излучаемой мощности и всех основных его качественных показателей.

Список литературы

К гл. 2

- 2.1. Радиопередающие устройства/Под ред. Б. П. Терентьева. М.: Связь, 1972.
- 2.2. Радиопередающие устройства/Под ред. Г. А. Зейтленка. М.: Связь, 1969.
- 2.3. Фузик Н. С. и Садыков Э. А. Полигармонические режимы лампового генератора ВЧ. Фрунзе: Киргизстан, 1970.
- 2.4. Андреев В. С. Теория нелинейных электрических цепей. М.: Связь, 1972.
- 2.5. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. Проекти-

рование и расчет/Под ред. Р. Н. Валитова и И. А. Попова. М.: Сов. радио, 1973.

- 2.6. Петров Б. Е., Терешина Г. Н. Транзисторные генераторы: Учеб. пособие. М.: МИЭТ, 1975.

К гл. 3

- 3.1. Радиопередающие устройства/Под ред. Б. П. Терентьева. М.: Связь, 1972.
3.2. Радиопередающие устройства/Под ред. Г. А. Зейтленка. М.: Связь, 1969.
3.3. Проектирование радиопередающих устройств/Под ред. В. В. Шахгильдяна. М.: Связь, 1976.
3.4. Каганов В. И. Транзисторные передатчики. М.: Энергия, 1976.
3.5. Челноков О. А. Транзисторные генераторы синусоидальных колебаний. М.: Сов. радио, 1975.
3.6. Богачев В. М., Никифоров В. В. Транзисторные усилители мощности. М.: Энергия, 1978.
3.7. Лапицкий Е. Г., Семенов А. М., Сосновкин Л. Н. Расчет диапазонных радиопередатчиков. Л.: Энергия, 1974.
3.8. Широкополосные радиопередающие устройства/Под ред. О. В. Алексеева. М.: Связь, 1978.
3.9. Общесоюзные нормы на уровни побочных излучений радиопередатчиков всех категорий и назначений (гражданских образцов). М.: Связь, 1972.
3.10. Бушинский И. П., Морозов Г. В. Конструирование и технология пленочных СВЧ микросхем. М.: Сов. радио, 1978.
3.11. Малорацкий Л. Г., Явич Л. Р. Проектирование и расчет СВЧ элементов на полосковых линиях. М.: Сов. радио, 1972.
3.12. Алексеев О. В. Усилители мощности с распределенным усилением. Л.: Энергия, 1968.

К гл. 4

- 4.1. Андреев В. С. Теория нелинейных электрических цепей. М.: Связь, 1972.
4.2. Проектирование радиопередающих устройств/Под ред. В. В. Шахгильдяна. М.: Связь, 1976.
4.3. Петров Б. Е., Терешина Г. Н. Транзисторные генераторы. М.: изд. МИЭТ, 1975.
4.4. Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А. Системы фазовой автоподстройки частоты. М.: Связь, 1972.
4.5. Чистяков Н. И. Декадные синтезаторы частот. М.: Связь, 1969.
4.6. Демьянченко А. Г., Кулешов В. Н. Кратковременная нестабильность частоты и методы ее измерения: Учеб. пособие по курсу радиопередающих устройств. М.: изд. МЭИ, 1978.
4.7. Левин В. А. Стабилизация дискретного множества частот. М.: Энергия, 1970.
4.8. Зарецкий М. М., Мовшович М. Е. Синтезаторы частоты с кольцом фазовой автоподстройки. Л.: Энергия, 1974.

К гл. 5

- 5.1. Андреев В. С. Теория нелинейных электрических цепей. М.: Связь, 1975.
5.2. Войшвилло Г. В. Усилительные устройства. М.: Связь, 1975.
5.3. Барулин Л. Г. Резонансные усилители на транзисторах. М.: Связь, 1969.

К гл. 6

- 6.1. Радиопередающие устройства/Под ред. Б. П. Терентьева. М.: Связь, 1972.
6.2. Верзунов М. В. Однополосная модуляция в радиосвязи. М.: Воениздат, 1972.
6.3. Проектирование радиопередающих устройств/Под ред. В. В. Шахгильдяна. М.: Связь, 1976.

- 6.4. Радиопередающие устройства/Под ред. Г. А. Зейтленка. М.: Связь, 1969.
- 6.5. Эйленкриг А. И. и Гликман С. Е. Модуляционные устройства для передатчиков с АМ. М.: Сов. радио, 1954.
- 6.6. 80 лет радио. Науч.-техн. сб./Под ред. А. Д. Фортусенко. М.: Связь, 1975.
- 6.7. Модель З. И. Радиопередающие устройства. М.: Сов. радио, 1971.
- 6.8. Каганов В. И. Транзисторные радиопередатчики. М.: Энергия, 1970.
- 6.9. Фузик Н. С., Садыков Э. А. Полигармонические режимы лампового генератора ВЧ с независимым возбуждением. Фрунзе: Киргизстан, 1970.
- 6.10. Персон С. В., Лебедев-Карманов А. И., Хацкелевич В. А. Теория и расчет амплитудно-модулированных генераторов. М.: Сов. радио, 1955.
- 6.11. Писаревский А. М. Тракт низкой частоты современных радиовещательных передатчиков с анодной модуляцией. М.: Связь, 1970.

К гл. 7

- 7.1. Радиопередающие устройства/Под ред. Б. П. Терентьева. Гл. 7. М.: Связь, 1972.
- 7.2. Радиопередающие устройства/Под ред. Г. А. Зейтленка. Гл. 15. М.: Связь, 1969.
- 7.3. Проектирование радиопередающих устройств/Под ред. В. В. Шахгильдяна. Гл. 6. М.: Связь, 1976.
- 7.4. Верзунов М. В. Однополосная модуляция в радиосвязи. М.: Воениздат, 1972.
- 7.5. Розов В. М., Тараненко А. Д., Ермистов В. В. Измерение и контроль в однополосном радиооборудовании. М.: Связь, 1974.
- 7.6. ГОСТ 13420—68. Передатчики для магистральной радиосвязи. Основные параметры. Технические требования.
- 7.7. Документы X Пленарной Ассамблеи МККР. Т. II и III. Женева. 1963. М.: Связь, 1964.
- 7.8. Шахгильдян В. В., Розов В. М., Козырев В. Б. Методы построения усилителей однополосных транзисторных радиопередатчиков. — Электросвязь. 1976, № 10, с. 47—55.
- 7.9. Чистяков Н. И. Декадные синтезаторы частоты. М.: Связь, 1969.

К гл. 8

- 8.1. Артым А. Д. Теория и методы частотной модуляции. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1961.
- 8.2. Инженерно-технический справочник по электросвязи: Радиорелейные линии/Под ред. Н. Н. Каменского. М.: Связь, 1971.
- 8.3. Быков Ю. С. Теория разборчивости речи и повышение эффективности радиотелефонной связи. М.-Л.: Госэнергоиздат, 1959.
- 8.4. Кукк К. И., Соколинский В. Г. Передающие устройства многоканальных радиорелейных систем связи. М.: Связь, 1968.
- 8.5. Оборудование радиопередающих телевизионных и УКВ ЧМ вещательных станций/Под ред. А. И. Лебедева-Карманова. М.: Связь, 1974.
- 8.6. Машбиц Л. М. Цифровая обработка сигналов в радиотелеграфной связи. М.: Связь, 1974.
- 8.7. Капланов М. Р., Левин В. А. Автоматическая подстройка частоты. М.: Госэнергоиздат, 1962.
- 8.8. ГОСТ 13924—68. Передатчики радиовещательные стационарные.
- 8.9. ГОСТ 18633—73. Система стереофонического радиовещания.
- 8.10. ГОСТ 7845—79. Системы вещательного телевидения. Основные параметры. Методы измерений.
- 8.11. ГОСТ 13640—68. Тракт передачи звукового сопровождения телевидения на двух языках.

- 9.1. ГОСТ 7845—79. Системы вещательного телевидения. Основные параметры. Методы измерений.
- 9.2. ГОСТ 19432—74. Телевидение цветное.
- 9.3. Локшин А. М. Нормирование линейных искажений передающих станций цветного телевидения. — Электросвязь. 1973, № 2, с. 37—40.
- 9.4. Телевизионная техника: Сборник. М.: Связь, 1971.
- 9.5. Оборудование радиопередающих телевизионных и УКВ ЧМ вещательных станций/Под ред. А. И. Лебедева-Карманова. М.: Связь, 1974.
- 9.6. Проектирование радиопередающих устройств/Под ред. В. В. Шахгильдяна. М.: Связь, 1976.
- 9.7. 80 лет радио. Науч.-техн. сб./Под ред. А. Д. Фортуненко. М.: Связь, 1975.
- 9.8. Лебедев-Карманов А. И. Телевизионные радиопередатчики с модуляцией на промежуточной частоте. — Электросвязь. 1975, № 2, с. 1—8.
- 9.9. Гончаров С. А., Файнштейн А. Л. Телевизионный передатчик IV—V диапазонов мощностью 20/4 кВт. — Электросвязь. 1975, № 9, с. 48—53.
- 9.10. Глазман Э. С. Автоматизированная телевизионная радиостанция с передатчиками 5/1 кВт диапазона ОВЧ (АТРС-5/1). — Электросвязь. 1977, № 4, с. 5—12.
- 9.11. Макаричков В. Ф., Резник Л. М. Телевизионные ретрансляторы малой мощности. — Вестник связи. 1973, № 8, с. 21—24.
- 9.12. Воробьев М. И., Макаричков В. Ф. Автоматический телевизионный ретранслятор-преобразователь дециметрового диапазона РПТД-А. — Электросвязь. 1975, № 9, с. 63—68.
- 9.13. Хазанов А. Ш., Миндлин И. Г. Автоматический контроль работоспособности и определение неисправностей телевизионной радиопередающей станции. — Электросвязь. 1976, № 11, с. 43—48.
- 9.14. Лебедев-Карманов А. И. ВЧ-тракты современных радиопередатчиков изображения. Л.: изд-во ЛЭИС, ч. I, 1974; ч. II, 1975.
- 9.15. Варбанский А. М. Состояние и направления дальнейшего развития передающей телевизионной сети СССР. — Электросвязь. 1975, № 9, с. 5—13.
- 9.16. Система спутникового телевизионного вещания «Экран». — Электросвязь. 1977, № 5, с. 5—23.
- 9.17. Лебедев-Карманов А. И., Калинин Л. Б. Особенности предварительных транзисторных усилителей мощности ОВЧ передатчиков изображения. — Электросвязь. 1977, № 9, с. 36—39.
- 9.18. Локшин А. М., Иванов В. К. Новое модуляционное устройство для типовой телевизионной станции. — Вестник связи. 1964, № 9, с. 3—5.
- 9.19. Цыкин Г. С. Широкополосные каскады мощного усиления. — Радиотехника. 1968, № 5, с. 92—103.
- 9.20. Глазман Э. С., Воробьев А. А. Модуляционные искажения в телевизионных передатчиках. — Электросвязь. 1973, № 4, с. 33—42.
- 9.21. ГОСТ 18471—73. Тракты телевизионные вещательные передачи изображения. Звенья тракта. Испытательные сигналы.
- 9.22. Кривошеев М. И. Основы телевизионных измерений. М.: Связь, 1976.
- 9.23. Локшин А. М. Некоторые проблемы совершенствования передающих телевизионных станций. — Электросвязь. 1975, № 9, с. 42—47.
- 9.24. Широкополосные радиопередающие устройства/Под ред. О. В. Алексеева. М.: Связь, 1978.
- 9.25. Fully transistorised 1 kw VHF TV-transmitter. — NEC Research & Development. 1977, oct., N 47.
- 9.26. New 25 kw TV-transmitter goes Solid-State, Tubes used only in final stages. — Japan Electronic Eng.-ug. 1975, N 105.
- 9.27. Лукес Ю. Схемы на полупроводниковых диодах. М.: Энергия, 1972.

- 10.1. Радиопередающие устройства/Под ред. Г. А. Зейтленка. М.: Связь, 1969.
- 10.2. Радиопередающие устройства/Под ред. Б. П. Терентьева. М.: Связь, 1972.

- 40.3. Инженерно-технический справочник по электросвязи: Радиорелейные линии/Под ред. Н. Н. Каменского. М.: Связь, 1970.
- 10.4. Кукк К. И., Соколинский В. Г. Передающие устройства многоканальных радиорелейных систем связи. М.: Связь, 1968.
- 10.5. Карбовский С. Б., Шахгетанов В. Н. Ферритовые циркуляторы и вентили. М.: Сов. радио, 1970.
- 10.6. Шереметьев А. Г., Толпарев Р. Г. Лазерная связь. М.: Связь, 1974.
- 10.7. Рябов С. Г., Торопкин Г. Н., Усольцев И. Ф. Приборы квантовой электроники. Характеристики, применение, тенденции развития. М.: Сов. радио, 1976.

К гл. 11

- 11.1. ГОСТ 13377—75. Надежность в технике. Термины и определения.
- 11.2. Правила технической эксплуатации средств радиовещания и радиосвязи. М.: Связь, 1977. В надзаг.: ГУКР МС.
- 11.3. Широков А. М. Надежность радиоэлектронных устройств. М.: Высшая школа, 1972.
- 11.4. Шишенок Н. А. и др. Основы теории надёжности и эксплуатации радиоэлектронной техники. М.: Сов. радио, 1964.
- 11.5. Левин Б. Р. Теория надежности радиотехнических систем. М.: Сов. радио, 1978.
- 11.6. Справочник по теоретическим основам радиоэлектроники/Под ред. Б. Х. Кривницкого, В. Н. Дулина. Т. I, разд. 5 — Надежность радиоэлектронной аппаратуры. М.: Энергия, 1977.
- 11.7. Козлов Б. А., Ушаков И. А. Справочник по расчету надежности аппаратуры радиоэлектроники и автоматики. М.: Сов. радио, 1975.
- 11.8. Перротте А. И., Сторчак М. А. Вопросы надежности РЭА. М.: Сов. радио, 1976.
- 11.9. Вольпин А. Г. Расчет надежности радиопередатчика. М.: Связь, 1967.
- 11.10. Калинин Л. Б., Уманский А. М. Показатели надежности как критерии выбора структурной схемы оконечного каскада транзисторного передатчика. — В кн.: Полупроводниковые приборы в технике электросвязи/Под ред. И. Ф. Николаевского. Вып. 15. М.: Связь, 1975.
- 11.11. Тараненко А. Д., Галочкин В. А. Требования к надежности радиопередающих устройств. — Электросвязь. 1976, № 5, с. 27—32.
- 11.12. Каннингхем К., Кокс В. Методы обеспечения ремонтнопригодности: Пер. с англ./Под ред. А. Ф. Пославского. М.: Сов. радио, 1978.
- 11.13. Воробьев А. А. Радиовещательные передатчики длинных, средних и коротких волн. — Электросвязь. 1975, № 7, с. 25—33.
- 11.14. Воробьев И. М. Оборудование и эксплуатация радиостанций. М.: Связь, 1977.

Предметный указатель

- Автогенератор кварцевый 126
— по трехточечной схеме 112
- Баланс амплитуд 114
— фаз 114
- Варикап 62
- Вероятность безотказной работы 306
- Возбудитель дискретной сетки частот 131
- Время запаздывания групповое 249
- Генератор с внешним возбуждением (ГВВ) 9
- Гетеродин кварцевый 278
- Излучения побочные 92
- Искажения дифференциального усиления 250
— дифференциально-фазовые 250
— комбинационные 204
— нелинейные 156, 159, 170
— частотные 156
- Коэффициент глубины амплитудной модуляции 160, 181
— готовности 308
— использования анодного напряжения 11
— перекрытия по частоте 89
— полезного действия (КПД) по первой гармонике 57
— — — преобразователя 57
— температурный емкости (ТКЕ) 120
— индуктивности (ТКИ) 120
— — частоты (ТКЧ) 124
- Коррекция характеристик ТВ передатчиков 270, 271
- Кратность умножения 60
- Линия критического режима 21
- Манипуляция (радиотелеграфия) амплитудная 181
— частотная 244
— фазовая 244
- Модуляция амплитудная 151, 179
— — анодная 162, 180
— — анодно-экранная 173
— — коллекторная 179
— — на первую сетку смещением 156
— — пентодная 175
— — трапециевидная 155
— импульсная 291
— однополосная 190
— частотная (фазовая) 217
- Метод квазилинейный 113
— формирования ОМ сигнала фазо-разностный 191
— — — — фазофильтровый 192
— — — — фильтровый 191
- Мосты сложения мощности квадратурные 261
— — — синфазные 109
— — — Т-образные 108
- Надежность 305
- Напряжение отсечки 45
- Наработка на отказ 307
- Нейтрализация 148
- Неустойчивость усилителя 138
- Обратная связь в усилителях отрицательная 140, 149
— — — — — положительная 140
- Отказ 306
- Отношение возвратное 139, 144
- Передачики оптического диапазона 297
- Пикфактор 152
- Потери в ключевом режиме 57
- Преобразователь частоты варакторный 280
- Радиопередатчики дуговые 5
— искровые 5
— космических систем связи 276
— ламповые 6
— однополосные 190
— радиорелейных систем передачи 276
— с импульсной модуляцией 291
— телевизионные 247
— транзисторные 6
— тропосферной связи 276
— электромагнитные 5
- Режим работы генератора с внешним возбуждением гармонический 55
— — — — — ключевой 55
— — — — — недонапряженный 26
— — — — — — перенапряженный 26
— — — — — — полигармонический 42, 55
- Резервирование 314
- Резонатор кварцевый 123
- Сигнал групповой 198
- Синтезатор частот 109, 128
- Составляющие гармонически высшие 92
- Состояние транзистора активное 43
— — инверсное 43

— насыщения 43
— отсечки 43
Спектры модуляции амплитудной 154
— — однополосной 183
— — частотной и фазовой 217
— телевизионные 248
Стабильность частоты 117
Схема восстановления постоянной составляющей видеосигнала 268
— амплитудной модуляции 159, 163, 175
— частотного модулятора с варикапом 226, 228, 238
— подавления эхо-сигнала 263
Угол отсечки 13
Умножитель частоты 59
Усилитель видеосигнала с параллельным регулированием 266
— низкой частоты, класса Д 128
— мощности высокой частоты резонансный (ГВВ) 9

— — — — широкополосный 87, 88
— — — — с распределенным усилением 87
— — СВЧ на ЛБВ 283
— — — на клистроне 285
Фильтры подавления высших гармоник 96
— разделительные (дуплексеры) 272
— дополняющие ФНЧ — ФВЧ 55
— выделения однополосного сигнала 195
Характеристики динамические модуляционные 156
— — ГВВ 23
— — статические модуляционные 158, 161, 165
— — генераторных ламп 20
— — транзистора 47
— нагрузочные 26, 37
Шлейф-резонатор 260, 272

Оглавление

Предисловие	Стр. 3
Глава 1. Общие сведения о радиотехнических устройствах	5
Глава 2. Генератор с внешним возбуждением	9
2.1. Общие сведения	9
2.2. Влияние угла отсечки на работу генератора с внешним возбуждением	16
2.3. Режимы работы генератора с внешним возбуждением	19
2.4. Цепь сетки лампового генератора с внешним возбуждением	27
2.5. Особенности работы генератора с внешним возбуждением на многоэлектродных лампах	30
2.6. Расчет лампового генератора с внешним возбуждением	33
2.7. Особенности работы лампового генератора с внешним возбуждением в схеме с общей сеткой	36
2.8. Влияние нагрузки и напряжения питания на работу генератора с внешним возбуждением	37
2.9. Использование высших гармоник для повышения КПД	41
2.10. Генераторный транзистор	43
2.11. Режимы транзисторных генераторов	47
2.12. Работа транзисторного генератора в недонапряженном режиме	49
2.13. Работа транзисторного генератора в ключевом режиме	54
2.14. Умножители частоты	59
Глава 3. Схемы генераторов с внешним возбуждением	66
3.1. Цепи питания генераторов	66
3.2. Резонансные колебательные цепи генераторов	74
3.3. Автоматическая настройка контуров	80
3.4. Широкодиапазонные колебательные цепи генераторов	83
3.5. Выходные колебательные цепи	92
3.6. Параллельное и двухтактное включение электронных приборов	97
3.7. Сложение мощностей ВЧ генераторов	103
Глава 4. Возбудители радиопередатчиков	109
4.1. Вводные замечания	109
4.2. Транзисторные автогенераторы	112
4.3. Стабильность частоты автогенераторов	117
4.4. Цепи питания автогенераторов	121
4.5. Автогенераторы с кварцевыми резонаторами	123
4.6. Синтезаторы частот	128
Глава 5. Устойчивость работы генераторов с внешним возбуждением	138
5.1. Виды и причины неустойчивой работы генераторов	138
5.2. Количественная оценка влияния обратной связи на передаточную функцию системы, состоящей из односторонних элементов	139
5.3. Параметрическая чувствительность	140
5.4. Петлевое усиление в системах с единственным усилительным элементом	142
5.5. Обратные связи в конкретных схемах и способы их ослабления	145
5.6. Нейтрализация проходной емкости	148
5.7. Особенности действия обратных связей в многокаскадных усилителях высокой частоты	149
Глава 6. Передатчики с амплитудной модуляцией	151
6.1. Общие сведения	151
6.2. Модуляция на первую сетку	156
6.3. Анодная модуляция	162
6.4. Схемы анодной модуляции	168
6.5. Двойная анодная модуляция: в оконечном и предоконечном каскадах	171
6.6. Анодно-экранная модуляция	173
6.7. Пентодная модуляция	175
6.8. Пути повышения КПД выпечательных передатчиков	176
6.9. Амплитудная модуляция транзисторных генераторов	179
6.10. Передатчики с амплитудной манипуляцией	181
Глава 7. Передатчики с однополосной модуляцией	182
7.1. Сигнал с однополосной модуляцией	182
7.2. Преимущества применения однополосной модуляции в системах связи. Области применения	185
7.3. Требования ГОСТ к передатчикам и возбудителям с однополосной модуляцией. Структурные схемы этих устройств	187
7.4. Требования к параметрам однополосных сигналов	190
7.5. Методы получения колебаний с однополосной модуляцией	191

7.6. Принципы построения многоканальных передатчиков с однополосной модуляцией. Вторичное уплотнение	196
7.7. Групповой сигнал и его характеристики	198
7.8. Усиление группового сигнала в передатчике с однополосной модуляцией	201
7.9. Особенности схем и режимов усилителей колебаний с однополосной модуляцией	208
7.10. Методы повышения энергетической эффективности мощных усилителей колебаний с однополосной модуляцией	215
Глава 8. Передатчики с частотной и фазовой модуляцией	217
8.1. Общие сведения	217
8.2. Выбор эквивалентной схемы частотного модулятора. Вывод основных расчетных формул	220
8.3. Коррекция модуляционной характеристики	224
8.4. Стабилизация средней частоты в передатчиках с ЧМ	229
8.5. Передатчики низовой радиосвязи	232
8.6. Передатчики для радиовещания и звукового сопровождения телевидения	236
8.7. Передатчики радиорелейной и тропосферной связи	239
8.8. Передатчики частотной и фазовой радиотелеграфии	244
Глава 9. Телевизионные радиопередатчики сигналов изображения	247
9.1. Особенности телевизионного сигнала	247
9.2. Требования к передатчикам сигналов изображения	249
9.3. Структурные схемы радиопередатчиков станций	250
9.4. Структурные схемы телевизионных передатчиков изображения	253
9.5. Особенности ВЧ тракта телевизионных передатчиков	255
9.6. Особенности тракта передачи изображения ТВ передатчиков	264
9.7. Совместная работа передатчиков сигналов изображения и звукового сопровождения	271
Глава 10. Передатчики радиорелейной, тропосферной и космической связи	275
10.1. Требования к передатчикам. Структурные схемы	275
10.2. Кварцевый гетеродин	278
10.3. Варакторный преобразователь частоты	280
10.4. Усилитель на ЛБВ	283
10.5. Климатронный усилитель	285
10.6. Передатчики радиорелейной связи с импульсной модуляцией	291
10.7. Передатчики оптического диапазона волн	296
Глава 11. Надежность радиопередатчиков	304
11.1. Общие сведения	304
11.2. Основные понятия и количественные характеристики надежности радиопередатчиков	305
11.3. Влияние различных факторов на надежность	309
11.4. Расчет надежности радиопередатчика	311
11.5. Возможные пути повышения надежности радиопередатчиков	313
Заключение	318
Список литературы	320
Предметный указатель	325