

УЧЕБНИК ДЛЯ ВУЗОВ

СПЕЦИАЛЬНОСТЬ



РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА



«РАДИО и СВЯЗЬ»

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Под редакцией академика В.В.ШАХГИЛЬДЯНА

3-е издание, переработанное и дополненное

*Допущено Министерством связи РФ в качестве учебника
для студентов вузов связи по специальности 2011
«Радиосвязь, радиовещание, телевидение»*



Москва
«РАДИО и СВЯЗЬ»
2003

ББК 32.848

Р 15

УДК 621.396.61(075)

Авторы: **В.В. Шахгильдян, В.Б. Козырев, А.А. Ляховкин, В.П. Нуянзин, В.М. Розов, М.С. Шумилин**

Рецензент *В. Л. Корякин*

Радиопередающие устройства: Учебник для вузов/В.В. Шахгильдян, В. Б. Козырев, А. А. Ляховкин и др.; Под ред. В. В. Шахгильдяна. — 3-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио и связь, 2003. — 560 с.: ил.

ISBN 5-256-01237-1

Рассматриваются теория и техника основ радиопередающих устройств, приводятся соображения по расчету режимов и элементов схем генераторов на транзисторах и диодах, указываются пути повышения их энергетической эффективности, меры достижения электромагнитной совместимости. Излагаются главные особенности работы радиопередатчиков с амплитудной, угловой, однополосной и импульсной модуляциями для связи и вещания, описывается работа телевизионных вещательных, радиорелейных, тропосферных и спутниковых передатчиков.

Для студентов институтов связи, обучающихся по специальности «Радиосвязь, радиовещание и телевидение».

ББК 32.848

Учебное издание

Шахгильдян Ваган Ваганович, Козырев Виктор Борисович, Ляховкин Александр Алексеевич, Нуянзин Валерий Петрович, Розов Валерий Михайлович, Шумилин Михаил Сократович

РАДИОПЕРЕДАЮЩИЕ УСТРОЙСТВА

Учебник

Заведующий редакционным отделом Ю. Г. Ивашов. Редакторы: Е. В. Комарова, Н. Я. Липкина. Художественный и технический редактор Т. Н. Зыкина. Корректор Г. Г. Казакова

ЛР№010164 от 04.01.92. Подписано в печать с оригинал-макета

Формат 60×88/16. Гарнитура Таймс. Печать офсетная. Усло печ. л. 34,3. Усл. корр.-отт. 34,53. Уч.-изд. л. 36,15. Тираж 1 000 экз. (доп.). Изд. № 23771.

ISBN 5-256-01237-1 © Шахгильдян В.В., Козырев В.Б., Ляховкин А.А. и др., 1996

Список принятых сокращений

А	— антенна
АГ	— автогенератор
АД	— амплитудный детектор
АИМ	— амплитудно-импульсная модуляция
АМ	— амплитудная модуляция
АО	— амплитудный ограничитель
АПЧ	— автоматическая подстройка частоты
АРМ	— автоматическая регулировка мощности
АРР	— автоматическая регулировка режима
АРУ	— автоматическая регулировка уровня (усиления)
АСУ	— автоматическое согласующее устройство
АТ	— амплитудное телеграфирование
АФК	— амплитудно-фазовая конверсия
АФТ	— антенно-фидерный тракт
АХ	— амплитудная характеристика
АЦП	— аналого-цифровое преобразование
АЧХ	— амплитудно-частотная характеристика
БМ	— балансный модулятор
БП	— блок памяти
БТ	— биполярный транзистор
(БПТ)	
В	— возбудитель
ВБП	— верхняя боковая полоса
ВКС	— выходная колебательная система
ВПС	— восстановление постоянной составляющей
ВРК	— временное разделение каналов
ВЧ	— высокая частота (3...30 МГц)
ГВВ	— генератор с внешним возбуждением (усилитель мощности радио-частотных колебаний)
ГВП	— групповое время передачи
ГВЧ	— гипервысокие частоты (300...3000 ГГц)
ГГ	— генератор гармоник
ГрР	— граничный режим
ГС	— групповой сигнал
ГТ	— гетеродинный тракт
Д	— делитель частоты

ДГ	— диод Ганна
ДДПКД	— делитель частоты с дробным переменным коэффициентом деления
ДПКД	— делитель частоты с переменным коэффициентом деления
ДХ	— динамическая характеристика
ДЧТ	— двухканальное частотное телеграфирование
ДФКД	— делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления
ЗС	— земная станция
ЗЧ	— звуковые частоты (16...20000 Гц)
ЗЧИ	— защитный частотный интервал
И	— логическая схема "И"
ИКМ	— импульсно-кодовая модуляция, идеальный трансформатор
ИМ	— импульсная модуляция
ИСЗ	— искусственный спутник Земли
КАМ	— квадратурная амплитудно-фазовая модуляция
КБВ	— коэффициент бегущей волны
КВЧ	— крайне высокие частоты (30...300 ГГц)
КИМ	— кодово-импульсная модуляция
КПД	— коэффициент полезного действия
КС	— космическая станция ССС
КСВ	— коэффициент стоячей волны
ЛБВ	— лампа бегущей волны
ЛПД	— лавинно-пролетный диод
М	— мост сложения или деления, модуль
ММ	— математическая модель
МПУ	— микропроцессорное устройство
МРК	— многорезонаторный пролетный клистрон
(МРПК)	
МТС	— многоканальное телефонное сообщение
МУ	— модуляционное устройство
МУЗЧ	— мощный усилитель звуковой частоты
НБП	— нижняя боковая полоса
ННР	— недонапряженный режим
НЧ	— низкие радиочастоты (30...300 кГц)
ОБ	— общая база
ОБП	— одна боковая полоса
ОВЧ	— очень высокие частоты (30...300 МГц)
ОГ	— опорный генератор
ОИ	— общий исток
ОК	— общий катод
ОМ	— однополосная модуляция
ОНЧ	— очень низкие радиочастоты (3...30 кГц)
ООС	— отрицательная обратная связь
ОС	— общая сетка, обратная связь
ОФМ	— относительная фазовая модуляция

ОФТ	— относительная фазовая телеграфия (см. ФРМ)
ОЭ	— общий эмиттер
П	— полоса
ПГ	— подстраиваемый генератор
ПЗ	— передатчик звука телевизионной станции
ПЗФ	— полосно-заграждающий фильтр
ПИ	— передатчик изображения телевизионной станции
ПМ	— полярная модуляция
ПНР	— перенапряженный режим
ПУ	— предварительный усилитель
ПФ	— полосовой фильтр
ППФ	— полосно-пропускающий фильтр
Пр	— преобразователь частоты
ПТ	— полевой транзистор
ПТШ	— полевой транзистор с барьером Шотки
ПЧ	— промежуточная частота
РИП	— регулируемый источник питания
РП	— радиопередатчик
(РПд)	
РПдУ	— радиопередающее устройство (РПд вместе с АФТ)
РПС	— радиопередающая станция
РРЛ	— радиорелейная линия
РРС	— радиорелейная станция
РФ	— разделительный фильтр
РЧ	— радиочастоты: собирательный термин ОНЧ — ГВЧ, 3 кГц... ...3000 ГГц
СВЧ	— сверхвысокие частоты (3...30 ГГц)
СЗВ	— сигнал звукового вещания
СЗС	— сигнал звукового сопровождения ТВ
СИ	— синхронизирующий импульс
СЛС	— спутниковая линия связи
СМХ	— статическая модуляционная характеристика
СНЧ	— смещение несущей частоты
ССС	— спутниковая система связи
СУ	— согласующее устройство
СФМ	— сопутствующая фазовая модуляция
СХ	— статическая характеристика
СЧ	— средние радиочастоты (300...3000 кГц)
ТВ	— телевидение
ТКЕ	— температурный коэффициент емкости
ТКИ	— температурный коэффициент индуктивности
ТКЧ	— температурный коэффициент частоты
Тр	— трансформатор
ТРЛ	— тропосферная радиорелейная линия
УБС	— устройство блокировки и сигнализации

УВЧ	—	ультравысокие частоты (300...3000 МГц), усилитель высокой частоты
УЗЧ	—	усилитель звуковой частоты
УМ	—	угловая модуляция, усилитель мощности
УМК	—	усиление модулированных колебаний
УМН	—	умножитель частоты
УПТ	—	усилитель постоянного тока
Ус	—	усилитель
УРУ	—	усилитель с распределенным усилением
УЧ	—	установка частоты
УЭ	—	управляемый элемент
Ф	—	фильтр, фазовый корректор
ФАПЧ	—	фазовая автоматическая подстройка частоты
ФБП	—	фильтр боковой полосы частот
ФВ	—	ферритовый вентиль
ФВЧ	—	фильтр верхних частот
ФГ	—	фильтр гармоник
ФД	—	фазовый детектор
ФИМ	—	фазово-импульсная модуляция
ФМ	—	фазовая модуляция
ФНЧ	—	фильтр нижних частот
ФРМ	—	фазоразностная модуляция (см. ОФТ)
ФТ	—	фазовая телеграфия
ФЦ	—	ферритовый циркулятор
Ц	—	циркулятор
ЦАП	—	цифро-аналоговый преобразователь
ЦС	—	цепь связи
ЧАП	—	частотная автоматическая подстройка частоты
ЧД	—	частотный детектор
ЧМ	—	частотная модуляция
ЧМГ	—	частотно-модулированный генератор
ЧРК	—	частотное разделение каналов
ЧТ	—	частотное телеграфирование
ШСУ	—	широкодиапазонное согласующее устройство
ЭВМ	—	электронная вычислительная машина
ЭВП	—	электровакуумный прибор
ЭГ	—	эталонный генератор
ЭМС	—	электромагнитная совместимость
ЭП	—	электронный прибор

Предисловие

За последние пять лет после выхода второго издания этого учебника в технике радиосвязи, радиовещания и телевидения более точно определены места ряда систем и перспективы их развития. К таким системам следует отнести однополосное радиовещание, различные системы связи с подвижными объектами, носимые радиотелефоны, бесшнуровые телефоны, пейджерную связь, устройства защитной сигнализации, оповещения о бедствии на суше и на море, спутниковое телевидение, зонную радиосвязь с вынесенным ретранслятором и др.

В эти же годы получил признание ряд новых технологических решений: телевизионные и средневолновые вещательные передатчики на полевых транзисторах, мощные усилители НЧ класса Д, усилители на транзисторах с затвором Шотки для диапазонов УВЧ и СВЧ, усилители для совместного усиления телевизионных сигналов видео- и звукового сопровождения на новых линейных транзисторах и др.

Поскольку второе издание учебника «Радиопередающие устройства» для студентов вузов по специальности «Радиосвязь, радиовещание и телевидение» недостаточно полно учитывает сложившиеся к настоящему времени обстоятельства, назрела необходимость значительной доработки учебника и его переиздания.

Третье издание учебника отличается от предшествующего [1] прежде всего отбором более современного материала и более совершенной методикой изложения. Улучшено изложение теории транзисторных генераторов, включая полевые с изолированным затвором и затвором Шотки, несколько усилен единый подход к теории транзисторных и ламповых генераторов. Большое внимание уделено перспективным широкополосным усилителям. Более подробно рассмотрены пути повышения энергетической эффективности транзисторных и ламповых генераторов с внешним возбуждением при усилении колебаний с переменной амплитудой, а также при анодной, анодно-экранный и коллекторной модуляциях.

Рассмотрены вопросы совместного усиления телевизионных сигналов видео- и звукового сопровождения. Улучшено изложение разделов, относящихся к электромагнитной совместимости (подавление побочных и внеполосных составляющих спектра выходных колебаний, полу-

чение необходимой стабильности частоты). С современных позиций рассмотрены синтезаторы частоты различного назначения.

Введен новый раздел, в котором рассмотрены вопросы однополосного вещания и особенности построения передающих устройств для этой системы, и соответственно несколько уменьшен раздел передатчиков с амплитудной модуляцией.

Дано представление о моделировании на ЭВМ каскадов радиопередатчиков и о возможностях этого метода.

Описаны современное состояние, особенности построения и перспективы развития передатчиков звукового вещания диапазонов низких, средних, высоких и очень высоких частот с амплитудной, угловой и однополосной модуляциями, а также передатчиков очень высоких и ультравысоких частот с угловой и импульсной модуляциями (радиорелейных прямой видимости, тропосферных, спутниковых; низовой подвижной связи, включая «сотовую»). Рассмотрены работа умножителей и преобразователей частоты на транзисторах и варакторах, усилителей мощности колебаний УВЧ и СВЧ на пролетных многорезонаторных клистронах и лампах бегущей волны, генераторов на полупроводниковых диодах (лавинно-пролетных и Ганна), а также проблемы устойчивости каскадов усиления и надежности передатчиков.

В учебнике отмечается также, что области применения радиопередатчиков (или, используя более широкое понятие, — генераторов радиочастотных колебаний) не исчерпывается указанными выше связными и вещательными задачами. Приведенные в учебнике основы теории радиочастотных генераторов и модуляции этих генераторов относятся также и к передатчикам, используемым в системах радиолокации и радионавигации, к средствам радиоэлектронной борьбы, к разнообразным генераторам, применяемым в быту, медицине, промышленности. Мощные генераторы со сложными системами модуляции входят в состав ускорителей элементарных частиц (циклотронов, синхрофазотронов).

Для более глубокого изучения курса радиопередающих устройств в конце каждой главы приведены контрольные вопросы, относящиеся к наиболее важным разделам.

Учебник подготовлен группой преподавателей кафедры радиопередающих устройств Московского технического университета связи и информатики. Главы 1, 6, 8 написаны В. В. Шахгильдяном и М. С. Шумилиным, гл. 2 и 7 — В. М. Розовым, гл. 3 и 9 — В. Б. Козыревым, гл. 4 — В. В. Шахгильдяном, гл. 5 — А. А. Ляховкиным, гл. 10 — М. С. Шумилиным, гл. 11 — по материалам В. П. Нуянзина подготовлена к переизданию М. С. Шумилиным.

Глава 1. Общие сведения о работе радиопередающих устройств

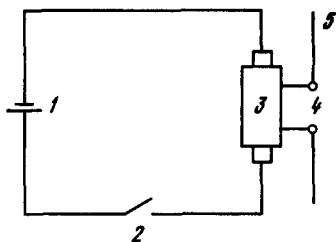
Любая система радиосвязи включает в себя радиопередающее устройство, функции которого заключаются в преобразовании энергии постоянного тока источников питания в электромагнитные колебания и управлении этими колебаниями.

Начало развития техники радиопередающих устройств относится к 1896 г., когда А. С. Попову удалось передать первую радиограмму на расстояние 250 м. В дальнейшем, используя на передатчике антенну, А. С. Попов смог увеличить дальность радиосвязи к 1897 г. 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. Процесс излучения энергии происходит в передатчике не непрерывно. Каждый пробой искрового промежутка в антенне приводит к возникновению быстрозатухающих колебаний (антенный контур имеет малую добротность). При этом антенна служит не только элементом, излучающим электромагнитную энергию, но и элементом, определяющим частоту радиочастотных колебаний.

Первые искровые передатчики излучали колебания исключительно широкого спектра, что, естественно, создавало помехи соседним радиоприемникам. Для повышения добротности антенной колебательной системы (а, следовательно, уменьшения затухания высокочастотных колебаний) позднее разрядник был перенесен в дополнительный колебательный

Рис. 1.1. Структурная схема радиопередатчика А. С. Попова:

1 — источник питания; 2 — ключ; 3 — высоковольтная катушка; 4 — разрядник; 5 — антенна



контур, индуктивно связанный с антенным контуром.

Наряду с совершенствованием искровых радиопередатчиков во втором десятилетии XX века для генерации колебаний высокой частоты начали широко использоваться устройства, основанные на применении и других принципов. Так, были получены незатухающие радиочастотные (РЧ) колебания в резонансном контуре, присоединенном параллельно к вольтовой дуге (так называемые *дуговые радиопередатчики*). В указанных передатчиках использовалось наличие падающего участка вольт-амперной характеристики дуги, соответствующего отрицательному сопротивлению. Это сопротивление компенсирует в контуре генератора сопротивление потерь, в результате чего в нем возникают незатухающие колебания. Поэтому спектр излучения дуговых передатчиков уже, чем искровых. Радиотелеграфные сигналы передавались изменением частоты РЧ колебаний с помощью замыкания и размыкания части витков катушки индуктивности колебательной системы.

Незатухающие колебания генерировались также с помощью электромашин высокой частоты (так называемые *машинные передатчики*).

К концу 1914 г. дуговые и машинные радиопередатчики практически полностью вытеснили искровые. В нашей стране мощные дуговые передатчики были построены под руководством В.М. Лебедева и М.В. Шулейкина. Один из них мощностью 110 кВт в 1920 г. был установлен в Москве. В развитии техники машинных радиопередатчиков важную роль сыграли работы В. П. Вологодина, под руководством которого было создано несколько мощных машинных радиостанций. Машины В. П. Вологодина мощностью 50 и 150 кВт использовались на Ходынской радиотелеграфной станции в Москве в 1924—1925 гг.

Как дуговые, так и машинные радиопередатчики имели ряд существенных недостатков: сложность генерирования, усиления и управления РЧ колебаниями в широком диапазоне частот и мощностей, низкая стабильность частоты, сложность проектирования и изготовления и т.д. Поэтому к 30-м годам указанные радиопередатчики были полностью вытеснены ламповыми.

Ламповые радиопередатчики впервые появились в 1914—1916 гг. Первые отечественные генераторные лампы были созданы в 1914 г. Н. Д. Папаклеси для передатчика в Царском Селе. В развитии и распространении ламповых передатчиков большую роль сыграла Нижегородская радиолaborатория, организованная в 1918 г. Сотрудниками этой лаборатории являлись лучшие специалисты в области радио: М. А. Бонч-Бруевич, В. П. Вологдин, В. К. Лебединский, А. М. Кугушев, В. В. Татаринov, А. Ф. Шорин и др. Там под руководством М. А. Бонч-Бруевича была создана мощная генераторная лампа с внешним анодом и водяным охлаждением. Мощность, отдаваемая лампой, доходила до 950 Вт. В дальнейшем в Нижегородской лаборатории были разработаны усовершенствованные генераторные и модуляторные

лампы мощностью 25 и 40 кВт. На основе этих ламп под руководством М. А. Бонч-Бруевича была построена радиостанция им. Коминтерна (Малый Коминтерн) мощностью 12 кВт, а в 1926 г. — радиостанция мощностью 40 кВт. Обе эти станции в то время являлись самыми мощными в мире.

Одновременно развивались теория и методы инженерного расчета ламповых радиопередатчиков. В развитие теории существенный вклад внесли работы М.В. Шулейкина, А.И. Берга, А.Л. Минца 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. Минца была построена 100-киловаттная радиовещательная станция им. ВЦСПС, а в 1933 г. начала работать 500-киловаттная радиостанция им. Коминтерна. В годы Великой Отечественной войны в СССР вступила в строй сверхмощная средневолновая радиовещательная станция мощностью 1200 кВт. Отличительной особенностью этих станций была блочная конструкция, когда несколько блоков (генераторов) работали на общую нагрузку. Уже в 30-х годах и особенно в 40-е годы началось интенсивное освоение метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов волн. Именно благодаря использованию этих диапазонов удалось осуществить высококачественную передачу телевизионных изображений, внедрить в практику модуляцию, широко использовать для передачи сообщений радиорелейные линии связи. Освоение новых диапазонов потребовало создания новых электронных приборов для усиления и генерирования высокочастотных (ВЧ) и сверхвысокочастотных (СВЧ) колебаний. В частности, были разработаны магнетроны, многорезонаторные пролетные клистроны, лампы бегущей волны, платинотроны.

Последние годы характеризуются внедрением в технику 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 готовностью к работе, долговечностью, низковольтным питающим напряжением. В настоящее время транзисторы реализуются как в маломощных радиопередатчиках и возбудителях, так и в передатчиках средней мощности. При этом наряду с биполярными транзисторами в передающих устройствах применяют полевые транзисторы. По мере разработки более высокочастотных генераторных транзисторов создаются радиопередатчики с использованием транзисторов, работающих на частотах до нескольких гигагерц.

В маломощных ступенях передатчиков и возбудителей стали широко использоваться интегральные микросхемы и микросборки, а для изме-

рения качественных показателей передатчиков и их управления — микропроцессорные устройства и ЭВМ.

Последнее время для генерирования и усиления электромагнитных колебаний используют квантовый метод. Приборы для усиления СВЧ колебаний — мазеры и генераторы когерентного света (лазеры) нашли практическое применение. 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.

Задачей курса “Радиопередающие устройства” является ознакомление студентов с физическими процессами, происходящими при генерации, усилении и управлении ВЧ колебаниями, а также с принципами построения и расчета радиопередатчиков различных диапазонов частот. Антенны, источники питания рассматриваются в других курсах. В дальнейшем для краткости вместо термина “радиопередатчик” используется термин “передатчик” (П).

Обобщенная структурная схема современного радиопередатчика изображена на рис. 1.2.

Рассмотрим кратко назначение ее отдельных элементов. Задающий генератор (или возбудитель) 1 генерирует высокостабильные радиочастотные 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 РЧ колебаний. Это облегчает требования к возбудителю и повышает устойчивость работы передатчика, поскольку усиление ведется на различных частотах. Усилитель мощности 3 обеспечивает на выходе антенны (или фидера) заданную мощность РЧ колебаний. Антенная система 4 излучает РЧ колебания в пространство. Для управления ВЧ колебаниями служит модуляционное (или манипуляционное) устройство 5. Если передатчик работает с амплитудной модуляцией (АМ), то модуляционное устройство воздействует на оконечный или предварительные каскады. Если передатчик работает с частотной модуляцией (ЧМ) (манипуляцией), то модуляция (манипуляция) осуществляется в задающем генераторе 1. Устройство охлаждения ламп и контуров 8 поддерживает заданный тепловой режим передатчика, а устройство блокировки и сигнализации (УБС) 7 дает

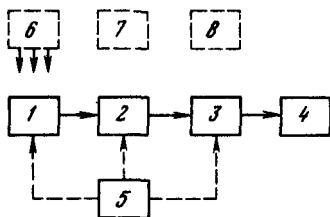


Рис. 1.2. Обобщенная структурная схема современного радиопередатчика

информацию о режиме работы передатчика и обеспечивает его включение и выключение, безопасность обращения с ним обслуживающего персонала. Источники питания б необходимы для подачи заданных питающих напряжений на лампы или транзисторы передатчика.

Радиопередатчики классифицируются:

по назначению — связные, радиовещательные, телевизионные, радиолокационные, радионавигационные, телеметрические и т.д.;

по мощности — маломощные (до 100 Вт), средней мощности (до 10 кВт), мощные (до 1000 кВт) и сверхмощные (свыше 1000 кВт);

по роду работы (виду излучения) — телеграфные, телефонные, однополосные, импульсные и т.д. Виды излучения обозначаются тремя индексами: первый (буква) характеризует вид модуляции: A_{a} — амплитудная, F — частотная, P — импульсная; второй (цифра) определяет тип передачи: 0 — излучение немодулированной несущей, 1 — телеграфирование без модулирующей звуковой частоты, 2 — тональная телеграфия и т. д.; третий индекс (буква) определяет вспомогательные характеристики;

по способу транспортировки — стационарные и подвижные (переносные, автомобильные, корабельные, самолетные и т.д.).

Классификация передатчиков по диапазону частот в соответствии с рекомендациями Международного Союза Электросвязи (МСЭ) приведена в табл. 1.1.

Т а б л и ц а 1.1

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

Параметры любого радиопередающего устройства должны удовлетворять требованиям ГОСТов и рекомендациям МСЭ. 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 важный параметр передатчика — стабильность его частоты. Современные радиопередатчики имеют относительную нестабильность частоты около $10^{-6} \dots 10^{-7}$. Иногда требуется и более высокая стабильность частоты, например для передатчиков, работающих в сетях синхронного радиовещания. Высокая стабильность частоты передатчика повышает помехозащищенность радиолинии (поскольку позволяет сузить полосу пропускания приемного устройства), позволяет увеличить число станций, работающих в заданном диапазоне без взаимных помех (улучшает электромагнитную совместимость). Существуют международные рекомендации на допустимые отклонения частоты радиопередатчиков всех категорий и назначений.

Важным параметром передатчика является его коэффициент полезного действия (КПД) — отношение мощности в нагрузке к полной мощности, потребляемой от источника питания. Коэффициент полезного действия маломощных передатчиков определяет во многом его габаритные размеры и массу, а КПД сверхмощных передатчиков, кроме того, — стоимость их сооружения и эксплуатации. Высокий КПД позволяет повысить экономичность системы охлаждения, а также увеличить надежность работы передатчика.

Не меньшее значение имеют электроакустические показатели радиопередатчика, такие как требования к коэффициенту модуляции (для передатчиков с АМ), индексу модуляции (для передатчиков с ЧМ и ФМ), нелинейным искажениям, амплитудно-частотной характеристике (АЧХ), 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.

В последние годы в мощных передатчиках НЧ и СЧ диапазонов дальнейшее распространение получил бигармонический режим усиления мощности, позволивший повысить КПД передатчиков на 10...15%. Совершенствуются и генераторные лампы. В настоящее время АМ передатчики мощностью до 1000 кВт в СЧ диапазоне и 500 кВт в ВЧ диапазоне имеют лишь одну лампу в выходном каскаде. Были созданы выходные колебательные системы, обеспечивающие выполнение современных норм на побочные излучения даже в наиболее мощных передатчиках, шире используется испарительное охлаждение анодов мощных ламп. В модуляционных устройствах мощных передатчиков с АМ ус-

пешно применяются усилители класса *D*. В этих усилителях активные приборы (лампы и транзисторы) работают в ключевом режиме с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и выделением на выходе усиленного модулирующего колебания. В этой связи КПД модуляционного устройства оказывается высоким при любой глубине модуляции.

В телевизионных передатчиках широко реализуется постоянный автоматический контроль основных параметров выходных сигналов. Для формирования АЧХ канала изображения на промежуточной частоте применяются фильтры на поверхностно-акустических волнах. В последние годы в этих передатчиках стали использовать систему совместного усиления радиосигналов изображения и звукового сопровождения в общем тракте.

Значительного повышения качественных показателей радиопередатчиков, повышения оперативности их работы удается достигнуть с помощью ЭВМ в системе телеуправления и контроля.

Контрольные вопросы

1. Укажите основные этапы развития техники радиопередающих устройств.
2. Изобразите структурную схему радиопередатчика и поясните назначение отдельных ее частей.
3. Приведите классификацию радиопередатчиков.

Глава 2. Генератор с внешним возбуждением (ГВВ)

2.1. СХЕМЫ ГВВ. ИСПОЛЬЗУЕМЫЕ ЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ

Как показано в гл. 1, современные радиопередатчики содержат обычно несколько каскадов, реализующих различные функции. Большинство из этих каскадов имеют в своем составе активный элемент (электронный прибор — ЭП), нагрузку, источник питания ЭП и цепь возбуждения, по которой от источника возбуждения к ЭП подается РЧ сигнал, необходимый для функционирования этого каскада. Радиочастотный каскад с такими признаками носит название *генератора с внешним возбуждением* (ГВВ).

В передатчиках ГВВ могут выполнять разнообразные функции: усиливать РЧ колебания (усилители); повышать их частоту в целое число раз (умножители частоты); изменять амплитуду РЧ колебания по закону НЧ сообщения (амплитудные модуляторы). В качестве активного элемента ЭП, преобразующего энергию постоянного тока в энергию РЧ колебаний, в ГВВ применяют триоды, тетроды, пентоды, лампы бегущей волны (ЛБВ), пролетные клистроны, биполярные и полевые транзисторы. Используемые в передатчиках ГВВ возбуждаются, как правило, гармоническим током или напряжением и должны создавать на нагрузке также гармоническое напряжение. В промежуточных каскадах это необходимо для того, чтобы обеспечить возбуждение последующих каскадов гармоническим током или напряжением, а в оконечных — чтобы не излучать в пространство сигналы на гармониках рабочей частоты, мешающие другим системам.

Схемы ГВВ, выполняющие различные функции, весьма разнообразны. Они приводятся в последующих главах. На рис. 2.1 для примера приведены простейшие схемы трех ГВВ. Входная цепь ГВВ на транзисторе (рис. 2.1, а) содержит источник возбуждения, разделительный конденсатор $C_{р1}$ и резистор $R_б$ для прохождения постоянной составляющей базового тока. Первая гармоника $I_{б1}$ проходит от источника возбуждения через $C_{р1}$ и промежуток база-эмиттер. Коллекторная цепь питается от источника с напряжением $E_к$. Чтобы постоянная составляющая коллекторного тока $I_{к0}$ не создавала падения напряжения на сопротивлении

нагрузки R_H , для нее создана цепь через дроссель L_K . Переменная составляющая коллекторного тока проходит через C_{p2} . Для выделения на нагрузке гармонического напряжения при гармоническом возбуждении необходимо, чтобы транзистор не искажал форму колебаний, т.е. работал в классе A .

Если же транзистор должен работать в классе B (например, для повышения КПД), то используют двухтактную схему ГВВ (рис. 2.1, б), состоящую как бы из двух однотактных ГВВ, работающих по очереди на общую нагрузку R_H .

Ламповые ГВВ используются, как правило, в мощных каскадах передатчиков, работающих с высоким КПД. Для этого лампы должны

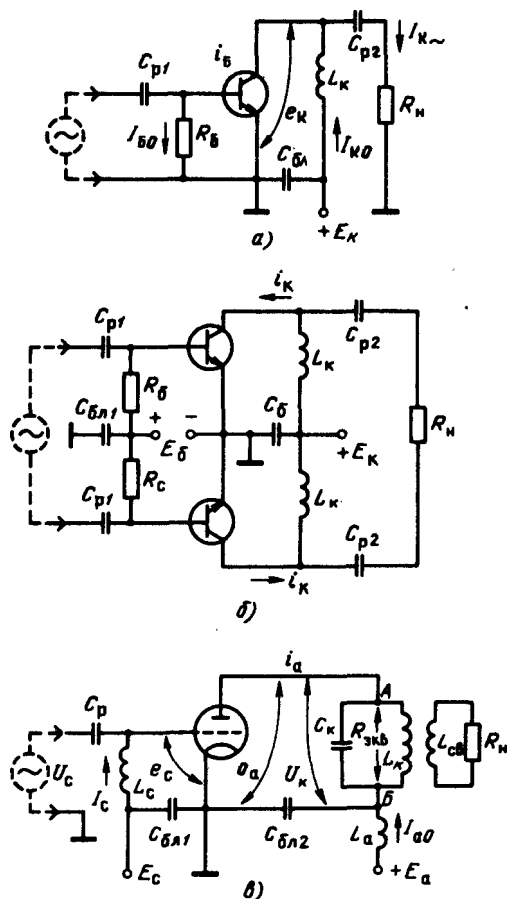


Рис. 2.1. Схемы генераторов с внешним возбуждением

работать в классах *B* или *C*, а для восстановления выходного гармонического сигнала в анодную цепь обязательно включают колебательный контур или более сложный фильтр.

На рис. 2.1, в представлена схема ГВВ на генераторном триоде. Здесь имеется входная цепь (элементы C_p , L_c , $C_{бл1}$, цепь анодного питания (источник с напряжением E_a , дроссель L_a , катушка L_k). Переменная составляющая анодного тока проходит через лампу, колебательный контур $L_k C_k$ и блокировочный конденсатор $C_{бл2}$. В этом ГВВ колебательный контур настроен на рабочую частоту и обладает высокой добротностью Q_p . На колебательном контуре при работе ГВВ выделяются почти гармонические колебания с частотой возбуждения.

Во всех ГВВ, приведенных на рис. 2.1, в зависимости от приложенных к ЭП напряжений возбуждения и смещения может меняться характеристика протекающего через ЭП тока. Для классификации характеристик тока ЭП введены следующие классы: *A* — когда ток через ЭП течет непрерывно; *B* — то же, приблизительно в течение полупериода ВЧ; *C* — когда время, в течение которого ток через ЭП течет меньше половины периода ВЧ; *D* — когда ток имеет вид последовательности прямоугольных импульсов; *E* — ток передается в виде треугольных импульсов и течет в течение полупериода ВЧ.

В ГВВ с мощностью от долей ватта и выше ЭП работают, как правило, в режиме большого сигнала, причем часто с отсечкой тока на части периода ВЧ. Вследствие этого характеристики ЭП для режимов, используемых в передатчиках, оказываются существенно нелинейными.

2.2. СТАТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ГЕНЕРАТОРНЫХ ЛАМП И ТРАНЗИСТОРОВ

Эксплуатационные возможности ЭП в справочниках характеризуют двумя способами. Во-первых, приводятся таблицы постоянных параметров для одного какого-либо режима и предельно допустимых параметров (токи, напряжения на электродах, рассеиваемые мощности). Во-вторых, даются статические характеристики (СХ), т.е. зависимости токов в цепях различных электродов от комбинаций напряжений на электродах.

Различают три вида СХ: входные, выходные и проходные. К первым относятся: для ламп — СХ тока управляющей сетки i_c от напряжения на сетке e_c ; для биполярных транзисторов — СХ тока базы i_B от напряжения на базе e_B . Ко вторым относятся: для ламп — СХ тока анода i_a от напряжения на аноде e_a ; для транзисторов — СХ коллекторного тока i_K от напряжения на коллекторе e_K . К третьим СХ относятся: для ламп — зависимости $i_a = f(e_c)$, а для транзисторов — $i_K = f(i_B)$.

В технике ламповых приборов выходные СХ часто называют СХ в анодной системе координат, а проходные — СХ в анодно-сеточной

системе координат. Входные же характеристики часто размещают и в той и в другой системе. Это оказывается возможным, поскольку напряжения на остальных электродах служат для СХ параметрами.

Статические характеристики различных ЭП имеют существенные различия как в форме и расположении графиков на поле характеристик, так и в значениях токов и напряжений, действующих на электродах. На рис. 2.2—2.5 приведены типичные СХ генераторного триода, генераторного тетрода, мощных биполярного и полевого транзисторов. По ним можно отметить две общие закономерности, относящиеся ко всем упомянутым здесь ЭП:

1. Области, в которых напряжение на управляющем и выходном электродах малы, отличаются большой нелинейностью СХ (БН).

2. В области, в которой напряжения на управляющем и выходном электродах велики, графики СХ становятся почти линейными (квазилинейными — КЛ). В промежуточных областях характеристики слабо нелинейны (СН). На рис. 2.2,б и 2.5,б для примера границы областей с различной нелинейностью СХ отмечены штриховыми линиями.

Часть поля характеристик, в пределах которой выходной ток больше нуля, называют активной областью. Часть поля выходных характеристик ниже оси ординат, где выходной ток равен нулю, называют *областью отсечки*.

Теперь кратко отметим особенности характеристик отдельных ЭП.

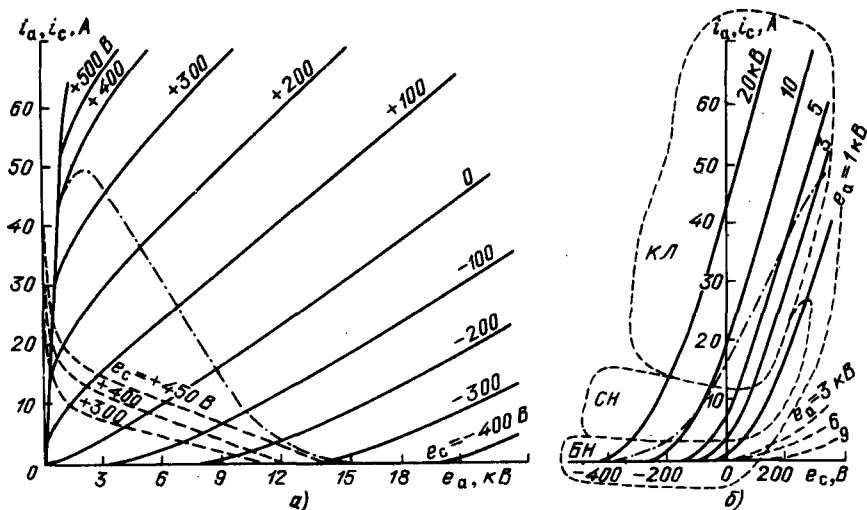


Рис. 2.2. Статические характеристики генераторного триода типа ГУ-66А

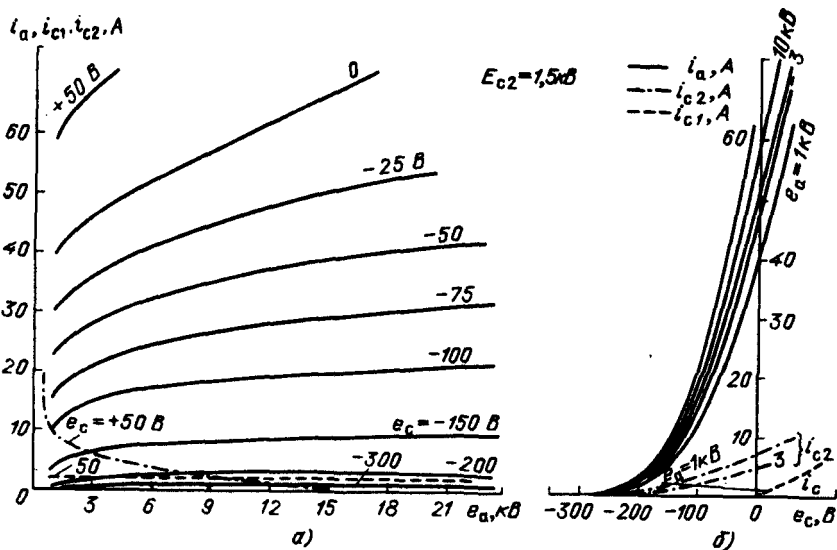


Рис. 2.3. Статические характеристики тетрода типа КТ-920

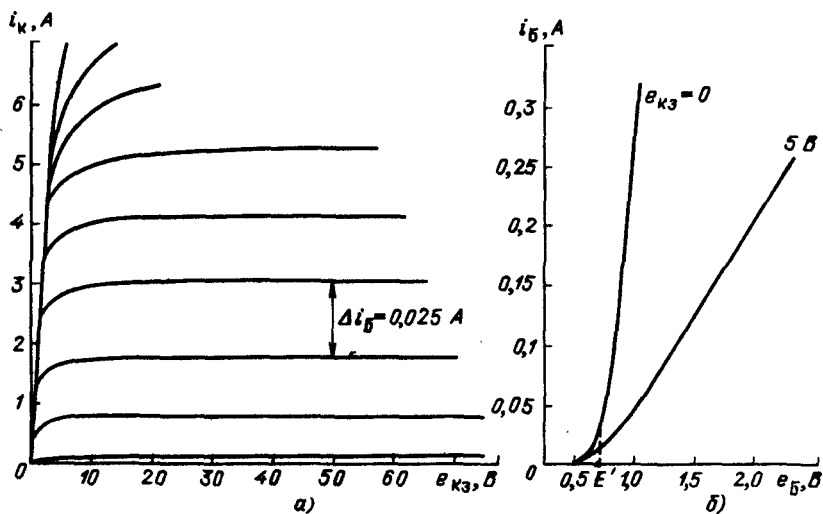


Рис. 2.4. Статические характеристики биполярного транзистора типа КП-904

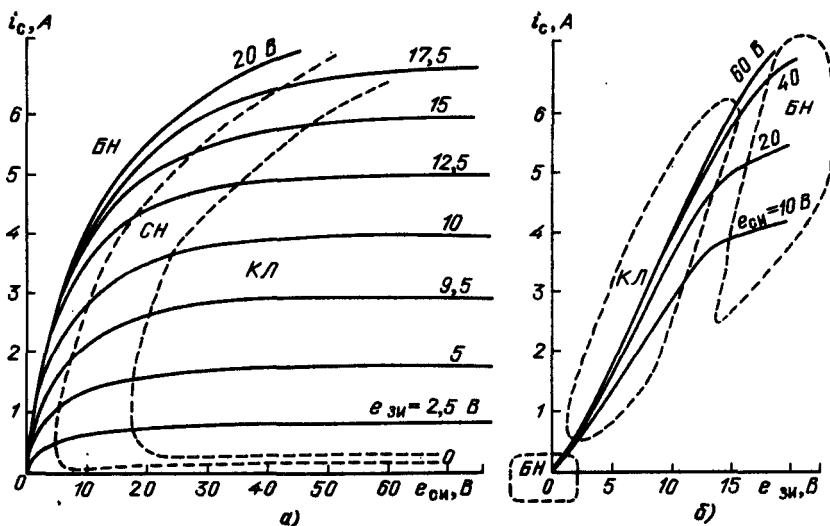


Рис. 2.5. Статические характеристики полевого транзистора типа КП-904

1. Т р и о д ы: СХ $i_a = f(e_a)$ очень крутые, а СХ $i_a = f(e_c)$, снятые при разных e_a , имеют почти одинаковую форму, но начинаются при разных e_c . Сильное смещение этих характеристик при изменении e_a объясняется большой проницаемостью управляющей сетки. Статические характеристики сеточного тока начинаются при $e_c > 0$. В анодной системе координат характеристики $i_c = f(e_a)$ почти линейны при больших значениях e_a и резко изгибаются вверх при значениях e_a , соизмеримых с e_c .

2. Т е т р о д ы: выходные СХ $i_a = f(e_a)$ сравнительно пологие (малая проницаемость экранирующей сетки), но круто обрываются вблизи $e_a = E_{c2}$ — напряжение на экранирующей сетке. Проходные характеристики веерообразны. Напряжение e_c , при котором возникает веер, сильно зависит от напряжения E_{c2} . Статические характеристики тока экранирующей сетки $i_{c2} = f(e_a)$ очень похожи на СХ тока сетки в триоде. В анодно-сеточной системе координат ток i_{c2} , как правило, возникает при тех же значениях e_c , при которых возникает i_a . Ток управляющей сетки мал и почти не зависит от e_a .

В области напряжений на аноде $0 < e_a \leq E_{c2}$ из-за наличия в тетраде второй сетки с высоким потенциалом E_{c2} происходит перераспределение катодного тока между анодом и второй сеткой. При снижении e_a анодный ток i_a быстро уменьшается, а ток второй сетки i_{c2} соответственно растет. Степень перераспределения тока катода i_k между i_a и i_{c2} практически не зависит от e_c и i_k .

3. Генераторные пентоды: выходные СХ похожи на триодные, но идут значительно выше из-за малой проницаемости экранирующей сетки. Проходные характеристики, а также СХ токов i_c и i_{c2} очень похожи на тетродные.

4. Биполярные транзисторы (БТ): выходные СХ очень похожи на пентодные; при малых и средних значениях тока i_k его СХ почти горизонтальны. Некоторая веерообразность этих характеристик появляется при малых значениях e_k и больших значениях i_k .

Входные и проходные характеристики $i_B = f(e_B)$ и $i_K = f(e_B)$ начинаются при $e_B = E'$, очень похожи и различаются только крутизной.

5. Полевые транзисторы (ПТ): выходные СХ транзисторов с коротким каналом очень похожи на СХ пентодов; выходные же СХ транзисторов с длинным каналом (см. рис. 2.5) отличаются очень широкой зоной, где характеристики существенно нелинейны из-за высокого и нелинейного сопротивления канала. Проходные СХ почти линейны в большом диапазоне напряжений на затворе $e_{зп}$.

Статические характеристики ЭП содержат исчерпывающие сведения для выбора режимов и расчета их параметров. Однако это справедливо только для диапазона рабочих частот, в котором характеристики не зависят от частоты. Верхняя граничная частота этого диапазона $f_{гр}$, определяемая из неравенства $360^\circ f_{гр} \tau_{пр} \leq 10^\circ$, где $\tau_{пр}$ — время прохождения носителя тока через ЭП, для разных ламп колеблется от 30 МГц до 6 ГГц; для БТ составляет десятки-сотни килогерц; для ПТ — около 60...80 МГц, а для ПТ с барьером Шоттки — до 12...16 ГГц.

2.3. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫХОДНОГО ТОКА ЭП В ГВВ. КЛАССИФИКАЦИЯ РЕЖИМОВ

Статические характеристики ЭП (см. § 2.2) позволяют определять ток в цепях любых электродов ЭП при любых произвольных комбинациях напряжений на электродах. Например, по СХ анодного тока триода (см. рис. 2.2) можно определить значение i_a для произвольно выбранной комбинации напряжений на сетке e_c и аноде e_a .

Если же ЭП включен в схему ГВВ, то напряжения на электродах такого ЭП оказываются не произвольными, а функционально и однозначно связанными посредством выходного тока. Другими словами, для входного $e_{вх}$ и выходного $e_{вых}$ напряжений и выходного тока $i_{вых}$ ЭП, работающего в ГВВ, могут быть написаны следующие соотношения: $e_{вых} = f_1(e_{вх})$, $i_{вых} = f_2(e_{вх}, e_{вых})$. Подставив первое уравнение во второе, получим $i_{вых} = f_2(e_{вх}, f_1(e_{вх}))$. Последнее уравнение можно переписать в одной из следующих двух форм:

$$i_{вых} = f_3(e_{вх}); \quad i_{вых} = f_4(e_{вых}).$$

Полученные зависимости для выходного тока в виде функций только одной переменной называются *динамическими* (иногда *нагрузочными*) характеристиками (ДХ). В дальнейшем увидим, что ДХ можно построить для тока в цепи любого электрода ЭП, работающего в ГВВ.

В качестве примера рассмотрим, как строится ДХ анодного и сеточного токов триода, работающего в ГВВ, схема которого приведена на рис. 2.1,а. Здесь на управляющую сетку подаются напряжение смещения E_c и гармоническое возбуждение $u_c = U_c \cos \omega t$. Мгновенное напряжение на сетке

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

В анодной цепи включен колебательный контур, настроенный на частоту ω и индуктивно связанный с нагрузкой R_n . Питается цепь от источника анодного питания напряжением E_a . Анодный ток лампы в таком ГВВ может быть непрерывным (режим класса А) либо в виде отдельных импульсов с углом отсечки 90° (режим класса В) или с углом отсечки меньше 90° (режим класса С). Колебательный контур восстанавливает гармоническую форму колебаний на нагрузке независимо от угла отсечки анодного тока.

Колебательный контур (рис. 2.6) содержит емкость C_k , индуктивность L_k и активное сопротивление R , включающее в себя соответствующие потери в контуре r_n и внесенное сопротивление нагрузки $r'_n = X_{cb}^2/R_n$, т. е. $R = r_n + r'_n$. Здесь X_{cb} — сопротивление связи колебательного контура с нагрузкой. Для рис. 2.1,а $X_{cb} = \omega M$, где M — взаимная индуктивность между индуктивностями L_k и L_{cb} . Эквивалентное сопротивление такого контура $Z_{эkv}$ переменному току с частотой ω определяется сопротивлением двух параллельно включенных цепей с сопротивлениями $1/j\omega C_k$ и $R + j\omega L_k$. Выполняя несложные преобразования и пренебрегая величиной j по сравнению с $\omega L_k/R \gg 1$, получаем

$$Z_{эkv} \approx \left(\frac{\omega L_k}{R} \frac{1}{\omega C_k} \right) / \left[1 + j \frac{\omega L_k}{R} \left(1 - \frac{1}{\omega^2 L_k C_k} \right) \right]. \quad (2.2)$$

Если рабочая частота ω совпадает с резонансной $\omega_p = 1/\sqrt{LC}$, то $\omega L_k = 1/\omega_p C_k = \rho$ — характеристика контура, $\rho/R = Q_p$ — добротность контура, а эквивалентное сопротивление контура

$$Z_{эkv} = \rho Q_p = R_{эkv}, \quad (2.3)$$

т.е. представляет собой активное сопротивление.

Для гармоник рабочей частоты сопротивление контура Z_n можно найти, если в (2.2) вместо ω подставить величину $n\omega$. После преобразований

$$Z_n = -j\rho n/(n^2 - 1). \quad (2.4)$$

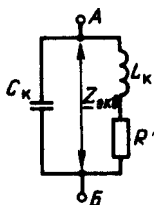


Рис. 2.6. Эквивалентная схема анодного контура

Можно видеть, что на гармониках рабочей частоты $n\omega$ сопротивление контура Z_n по крайней мере в Q_p раз меньше, чем на резонансной частоте ω_p , и имеет емкостный характер (т.е. ток с частотой гармоник течет в основном через емкостную ветвь контура).

В ГВВ, лампа которого работает в классе В или С, анодный ток представляет собой последовательность импульсов и содержит кроме постоянной составляющей и первой гармоники I_{a1} также составляющие других гармоник I_{an} . Следовательно, напряжение на колебательном контуре состоит из напряжения первой гармоники $U_{k1} = I_{a1}R_{экв}$ и напряжений других гармоник $U_{kn} = I_{an}|Z_n|$.

Определим соотношения напряжений U_{k1} и U_{kn} , чтобы решить, насколько напряжение на контуре U_k близко к гармоническому. Для этой цели рассмотрим достаточно неблагоприятный случай: выходной каскад передатчика средней мощности ($Q_p \approx 8...20$; лампа работает с колебаниями класса В; амплитуда тока второй гармоники, обычно наиболее мощной, составляет 40 % амплитуды первой гармоники). Расчет отношения U_{k2}/U_{k1} с учетом (2.4) и (2.3) дает 0,03...0,013.

Таким образом, даже для довольно неблагоприятного случая амплитуда наибольшей гармоники напряжения на контуре составляет не более 3 % от первой. Ее влияние на режим ГВВ практически незаметно, поэтому будем считать, что напряжение на анодном контуре ГВВ имеет гармонический характер: $u_k(t) = U_{k1} \cos \omega t$, а напряжение на аноде лампы $e_a = E_a - U_{k1}(t)$.

Поскольку на аноде и на контуре амплитуда переменного напряжения одна и та же: $u_{k1} = U_a$, то мгновенное напряжение на аноде

$$e_a = E_a - U_a \cos \omega t. \quad (2.5)$$

Знаки «+» в (2.1) и «-» в (2.5) указывают на то, что переменные напряжения на сетке и аноде противофазны. Ниже часто будет упоминаться коэффициент использования питающего напряжения, т.е. отношение амплитуды напряжения на аноде U_a (или на колебательном контуре U_{k1} к напряжению E_a источника анодного питания: $\xi = U_a/E_a$).

Наличие СХ лампы в ГВВ и уравнений (2.1) и (2.5) вполне достаточно для построения ДХ. Рассмотрим методику их построения. Для примера возьмем СХ лампы, приведенные на рис. 2.2. Зададим четыре параметра режима, необходимые для определения мгновенных значений e_c и e_a : $E_a = 12$ кВ; $U_a = 11$ кВ; $E_c = -200$ В и $U_c = 600$ В. Теперь, изменяя значения фазового угла ωt в (2.1) и (2.5), найдем $e_c(\omega t)$ и $e_a(\omega t)$, а затем для этих значений по СХ определим значения i_a . Результаты вычислений удобно записывать в табл. 2.1.

ωt , град	$e_c(\omega t)$, В	$e_a(\omega t)$, кВ	i_a , А	i_c , А
0	400	1,0	45,5	16,5
15	379	1,4	49,0	13,0
...
180	-800	23,0	0	0

Полученные таким образом ДХ показаны на рис. 2.2, *а* и *б* штрихпунктирными линиями.

Приведенные в табл. 2.1 значения токов i_a и i_c соответствуют определенным углам ωt периода ВЧ для токов $i_a = f(\omega t)$, $i_c = f(\omega t)$. Построив эти зависимости, получим графики импульсов анодного и сеточного токов.

Для изучения условий работы ГВВ и классификации рабочих состояний введено понятие режима работы (электрический режим ГВВ, тепловой режим лампы, транзистора). Термин «электрический режим» охватывает всю совокупность электрических параметров ГВВ (или его отдельных частей), определяющих его состояние, свойства, характеристики. Одной из характеристик электрического режима ГВВ является напряженность режима, оцениваемая степенью искажения верхней части импульса выходного тока электронного прибора ГВВ. Численной мерой напряженности режима служит коэффициент использования анодного напряжения для ламповых ГВВ $\xi = U_a/E_a$ и коэффициент использования коллекторного или стокового напряжения для транзисторных ГВВ $\xi = U_k/E_k$ или $\xi = U_c/E_c$. В ламповых ГВВ явление искажения импульса анодного тока обусловлено перераспределением катодного тока между анодом и сетками. По степени проявления указанных признаков все режимы по напряженности делят на четыре группы: недонапряженный (ННР), граничный (ГР), слабоперенапряженный и сильноперенапряженный (ПНР).

Для выявления связи между параметрами режима ГВВ, их ДХ и формами импульсов i_a и i_c можно изменять параметры режима и строить соответствующие графики. На рис. 2.7, *а* и 2.8, *а* приведены ДХ для анодного i_a и сеточного i_c токов, а на рис. 2.7, *б* и 2.8, *б* — графики соответствующих импульсов анодного и сеточного токов для примера, использованного при построении табл. 2.1, но для различных значений $U_a = 0; 4; 8; 11; 12$ и 14 кВ (соответственно графики 1—6).

Из графиков следует:

1. При малых значениях U_a (графики 1—3) ДХ анодного тока имеют круто возвышающуюся часть и частично совпадают с осью абсцисс. Импульсы i_a имеют почти косинусоидальную форму, импульсы i_c — малую амплитуду. Мощность, рассеиваемая на сетке в этих режи-

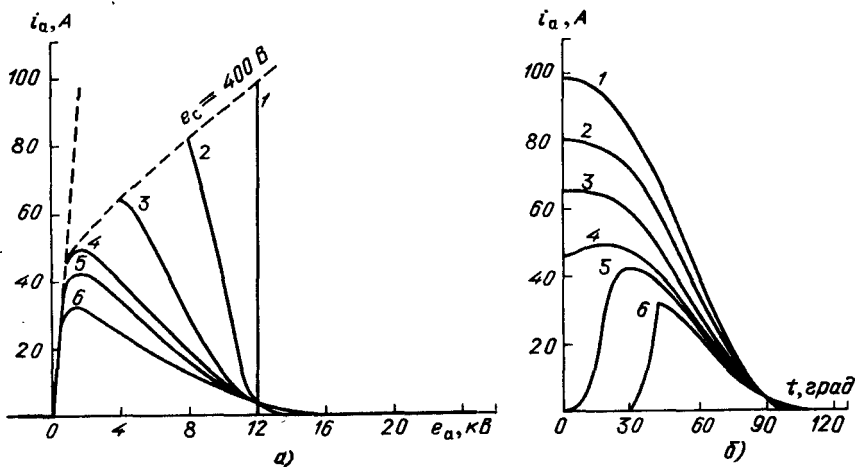


Рис. 2.7. Динамические характеристики (а) и форма импульсов анодного тока (б)

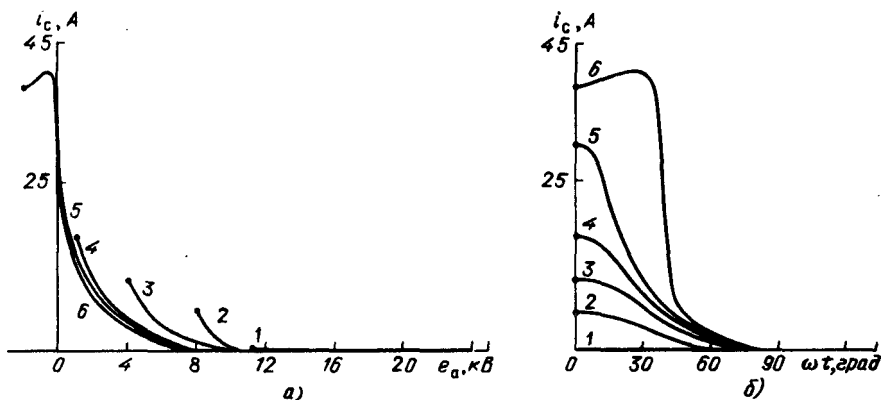


Рис. 2.8. Динамические характеристики (а) и форма импульсов сеточного тока (б)

мах, мала. Все рассматриваемые случаи относятся к недонапряженному режиму.

2. Графики 4 соответствуют *граничному режиму*. Здесь несколько изгибается верхняя часть ДХ i_a , импульс i_a приобретает плоскую вершину. Амплитуда импульса i_c становится заметно больше, при этом вершина его несколько приподнята.

3. Графики 5 относятся к *слабоперенапряженному режиму*. Верхняя часть ДХ i_a загнута вниз. Импульс i_a имеет провал в средней части.

Амплитуда импульса i_c резко увеличена. Рассеиваемая на управляющей сетке мощность заметно увеличена.

4. Графики *б* соответствуют сильноперенапряженному режиму. В этом режиме ($U_a > E_a$) ДХ i_a достигает начала координат и имеет участок, совпадающий с осью абсцисс при $e_a < 0$, импульс анодного тока раздваивается, амплитуда импульса i_c велика и он сильно деформирован. Рассеиваемая на сетке мощность велика и может превысить допустимое значение.

Изменение формы графиков ДХ и формы импульсов анодного i_a и сеточного i_c токов вблизи ГР и в ПНР объясняется явлением перераспределения катодного тока между анодом и сеткой. Это явление поясняет рис. 2.9, на котором приведены СХ для i_a и i_c , снятые при одинаковом напряжении e_c , и характеристика катодного тока i_k (штриховая линия). Можно видеть, что по мере уменьшения e_a анодный ток уменьшается, а сеточный — растет монотонно до граничного режима. При дальнейшем снижении e_a резко уменьшается влияние анода на анодный ток, поэтому все большая часть катодного тока попадает в сеточную цепь. В тетрадах перераспределение катодного тока происходит между анодом и экранирующей сеткой, на которой имеется высокий положительный потенциал E_{c2} , вследствие чего характеристики токов i_a и i_{c2} в области ГР очень крутые (см. рис. 2.3,а). Если на СХ анодного тока в области граничного режима отметить точки наибольшей крутизны (точки a_i на рис. 2.9) и затем соединить их линией, то это будет линия граничного режима (ЛГР).

Рассмотренная выше методика построения ДХ позволяет кроме анализа режимов ГВВ также рассчитывать для любого режима мгновенные значения анодного и сеточного токов, по которым можно построить их импульсы. Эта методика позволяет также рассчитывать средние значе-

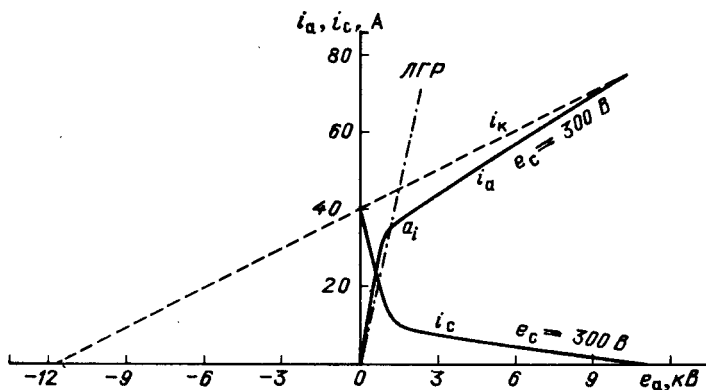


Рис. 2.9. К перераспределению катодного тока между анодом и сеткой в триоде

ния i_a, i_c за период ВЧ, а также составляющие этих токов и может рассматриваться как основа графоаналитического метода расчета ГВВ.

Основные операции этого метода следующие:

1. Выбираются исходные параметры режима ГВВ: E_a, E_c, U_a, U_c .
2. Период ВЧ делится на N равных частей: $\Delta\omega t = 360^\circ/N$. Число N выбирают равным 36, 48 либо 72 (для большей точности). Для каждого дискретного значения фазового угла $\omega t_k = k\Delta\omega t$, где $0 \leq k \leq N-1$, по формулам (2.1) и (2.5) рассчитывают значения $e_c(\omega t_k)$ и $e_a(\omega t_k)$, а затем по СХ определяют соответствующие значения токов $i_a(\omega t_k)$ и $i_c(\omega t_k)$ (см. табл. 2.1).

3. По формулам численного гармонического анализа определяются значения постоянных составляющих I_{a0}, I_{c0} и амплитуды первых гармоник I_{a1}, I_{c1} анодного и сеточного токов:

$$I_{a0} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i_a(\omega t_k); \quad I_{a1} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i_a \cos(\omega t_k);$$
(2.6)

$$I_{c0} = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i_c(\omega t_k); \quad i_{c1} = \frac{2}{N} \sum_{k=0}^{N-1} i_c(\omega t_k) \cos(\omega t_k).$$

4. Зная исходные параметры режима ГВВ и полученные из (2.6) значения токов в анодной и сеточной цепях, можно определить все остальные параметры режима этого ГВВ, а именно: полезную мощность, отдаваемую в нагрузку, $P_1 = I_{a1} U_a / 2$; потребляемую анодной цепью мощность $P_0 = E_a I_{a0}$; КПД анодной цепи $\eta = P_1 / P_0$; сопротивление нагрузки в анодной цепи $R_{\text{экв}} = U_a / I_{a1}$; мощность, потребляемую сеточной цепью от предыдущего каскада, $P_{c1} = I_{c1} U_c / 2$ и др.

Важное достоинство графоаналитического метода расчета ГВВ — высокая точность, поэтому его элементы использованы при математическом моделировании ламп (см. § 2.18). Недостатками этого метода, которые существенны лишь при расчетах без ЭВМ, являются значительная трудоемкость и его однонаправленность, из-за которой исходными величинами всегда должны быть E_a, E_c, U_a и U_c , а рассчитываются токи, мощности и КПД.

2.4. МЕТОДЫ АНАЛИЗА РАБОТЫ ГВВ С НЕЛИНЕЙНЫМ ЭЛЕКТРОННЫМ ПРИБОРОМ

Выше было показано (см. § 2.1), что в передатчиках ГВВ выполняют разнообразные функции (усиление напряжения и мощности, умножение частоты, модуляция и др.). Вследствие этого анализ работы ГВВ применительно к той или другой реализуемой им функции обычно сводится к решению следующих задач:

1. Рассматриваются режимы работы ЭП в ГВВ, собранных по различным схемам, определяются характеристики этих режимов и связь их с энергетическими показателями ГВВ. Выбираются энергетически эффективные режимы.

2. Анализируются особенности управления режимами ГВВ, определяются связи между характеристиками режимов ГВВ и результирующими модуляционными характеристиками, а также условия минимума нелинейных искажений.

3. Устанавливается спектральный состав колебаний на выходе ГВВ — необходимый показатель для проектирования колебательных систем.

Однако общего метода, который бы позволил выполнить анализ ГВВ с различными ЭП без упрощений и приближений, в настоящее время не существует. Главной причиной такого положения являются инерционность процессов в ЭП и нелинейность их характеристик. И поскольку инерционность процессов в ЭП прежде всего приводит к понижению выходной мощности и КПД ГВВ с такими приборами, то для понижения зависимости параметров ГВВ от степени инерционности ЭП их стали выпускать для разных диапазонов частот с различной инерционностью (в лампах для более высокочастотных диапазонов уменьшают расстояние между электродами, в БП уменьшают толщину базы, в ПТ делают короче канал и уменьшают толщину области дрейфа). Вследствие этого при использовании в ГВВ, например, лампы с граничной частотой 250 МГц можно считать, что она безынерционна, если рабочая частота ГВВ не превышает 200...250 МГц. Похожая ситуация имеет место и для транзисторов.

Таким образом, практическая необходимость учета инерционности процессов в ЭП была значительно снижена. В большинстве современных методов анализа ГВВ предполагают, что ЭП — безынерционный, и учитывают лишь его нелинейные характеристики. В ГВВ с БТ, как показано в § 2.16, учет инерционности процессов сведен к учету частотной зависимости параметров транзистора.

Все имеющиеся и разрабатываемые методы анализа и расчета ГВВ, учитывающие только нелинейные свойства ЭП, различаются в основном лишь способом аппроксимации характеристик ЭП. В § 2.3 был кратко рассмотрен графоаналитический метод, в котором используются непосредственно СХ ламп. В последующих разделах детально рассмотрен метод анализа ГВВ, основанный на аппроксимации СХ ЭП отрезками прямых параллельных линий с постоянными значениями крутизны и проницаемости. Имеются методы, в которых СХ аппроксимируются веерообразно расходящимися прямыми (учитывается непостоянство крутизны и проницаемости), степенными рядами, математическими функциями (например, логарифмами или арктанген-

сами и др.). В последнее время разработаны и продолжают совершенствоваться машинные методы анализа и расчета ГВВ с нелинейными и инерционными ЭП, использующие математические модели электронных приборов. Это направление в анализе ГВВ весьма перспективно, поскольку оно позволяет учитывать максимум особенностей ЭП, рассчитывать с желательной точностью характеристики (например, коэффициенты нелинейных искажений), которые невозможно получить при использовании других, более простых методов.

Однако ввиду чрезмерной сложности общих методов, учитывающих как нелинейные, так и инерционные свойства ЭП, в § 2.18 приводятся соображения о разработке компьютерных моделей ГВВ, использующих реальные нелинейные СХ и пригодных для диапазона частот, где ЭП может рассматриваться как безынерционный прибор.

2.5. ИДЕАЛИЗАЦИЯ СТАТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

Наиболее простой метод анализа работы ГВВ с различными ЭП основывается на использовании простейшей аппроксимации СХ, которая называется *идеализацией*. Эта аппроксимация выполняется по следующим правилам:

1. Каждая из СХ заменяется отрезками прямой, которые наиболее точно аппроксимируют участки статических характеристик с наименьшей крутизной.

2. Линия граничного режима аппроксимируется в соответствии с п. 1 отрезком прямой.

3. В тех областях, где семейство СХ расходится веерообразно из одной точки (см. рис. 2.3,б и 2.5,а,б), все СХ аппроксимируются одним отрезком прямой, который является аппроксимацией СХ в середине веера.

4. В активной области (в области ННР) все отрезки аппроксимирующих прямых должны быть параллельны и находиться на одинаковом расстоянии друг от друга, если перепады между напряжениями, при которых снимались СХ, одинаковы.

Следует заметить, что, поскольку СХ токов управляющих сеток триодов и тетродов и тока экранирующей сетки тетрода существенно нелинейны, их обычно не идеализируют. Имеющиеся методы расчета параметров цепей этих сеток (см. § 2.10) очень просты и дают достаточно точные для инженерных расчетов результаты.

На рис. 2.10 показаны примеры идеализации СХ различных ЭП. Для генераторных триодов (рис. 2.10,а,б) каждая СХ анодного тока аппроксимируется тремя отрезками: первый совпадает с осью абсцисс при $e_a < 0$; второй совпадает с линией граничного режима; третий аппрок-

симирует СХ в активной области. Линия граничного режима исходит из точки $i_a = 0$, $e_a = 0$. В системе анодно-сеточных координат (см. рис. 2.10,б) линия граничного режима проходит в области $e_c > 0$.

Семейство идеализированных характеристик триода полностью определяется следующими четырьмя параметрами: крутизной характеристики анодного тока $S = \Delta i_a / \Delta e_c |_{e_a = \text{const}}$; крутизной линии граничного режима $S_{\text{гр}} = i_a / e_{a \text{ гр}}$ (рис. 2.11); проницаемостью управляющей сетки $D = \Delta e_c / \Delta e_a$ при $i_a + i_c \approx i_a = \text{const}$; сеточным или анодным напряжением приведения E_{c0} или E_{a0} . Напряжения приведения определяются следующим образом: сеточное напряжение приведения E_{c0} равно напряжению на управляющей сетке, при котором идеализированная характеристика анодного тока в координатах i_a , e_a проходит через точку $e_a = 0$; $i_a = 0$. Анодное напряжение приведения E_{a0} соответственно равно напряжению на аноде, при котором идеализированная характеристика в анодно-сеточной системе координат проходит через точку $e_c = 0$; $i_a = 0$.

Идеализированные характеристики анодного тока для типичного генераторного тетрода показаны на рис. 2.10,в,г. Вследствие малой совместной проницаемости управляющей ($D_1 = \Delta e_c / \Delta e_{c2}$ при $i_a = \text{const}$) и экранирующей ($D_2 = \Delta e_{c2} / \Delta e_a$ при $i_a = \text{const}$) сеток ($D_1 D_2 \approx 0$) идеализированные характеристики i_a , горизонтальные на рис. 2.10,в, представлены одной прямой на рис. 2.10,г. При обсуждении явления перераспределения катодного тока (см. § 2.2) приведено объяснение, почему линия граничного режима (см. рис. 2.10,в) может быть принята вертикальной прямой, исходящей из точки $e_a = e_{a \text{ гр}} \approx E_{c2}$. В анодно-сеточной системе координат все идеализированные характеристики тока i_a начинаются в точке E'_c (напряжение отсечки); правее точки E'_c ($e_c > E'_c$) все характеристики собраны в одну, от которой отщепляются характеристики при разных напряжениях на аноде.

Все семейство идеализированных характеристик тетрода характеризуется также четырьмя параметрами:

напряжением на экранирующей сетке E_{c2} , при изменении которого изменяется напряжение отсечки анодного тока:

$$E'_c = -D_1 (E_{c2} - E_{c20});$$

напряжением приведения экранирующей сетки E_{c20} , т. е. напряжением на экранирующей сетке, при котором наклонная часть характеристики i_a в координатах e_c , i_a исходит из нуля;

совместной проницаемостью управляющей и экранирующей сеток $D (D = D_1 D_2)$;

крутизной характеристики анодного тока

$$S = \Delta i_a / \Delta e_c \text{ при } e_a = \text{const и } E_{c2} = \text{const.}$$

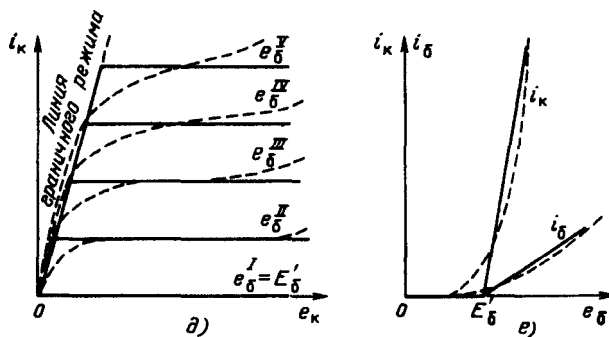
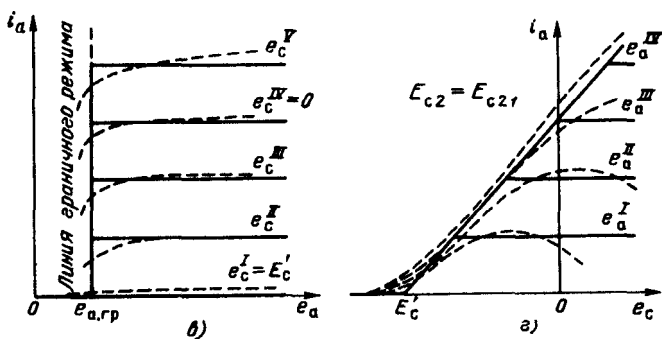
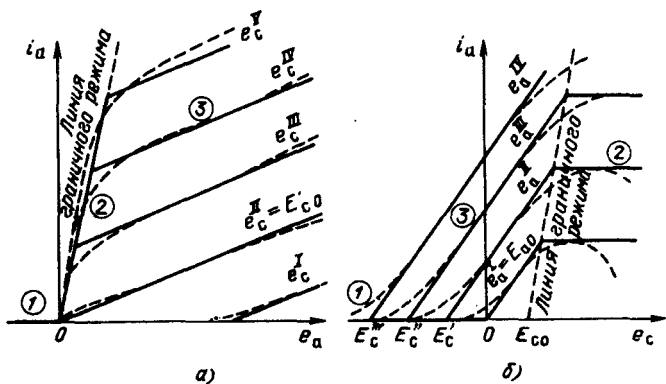


Рис. 2.10. Идеализированные статические характеристики

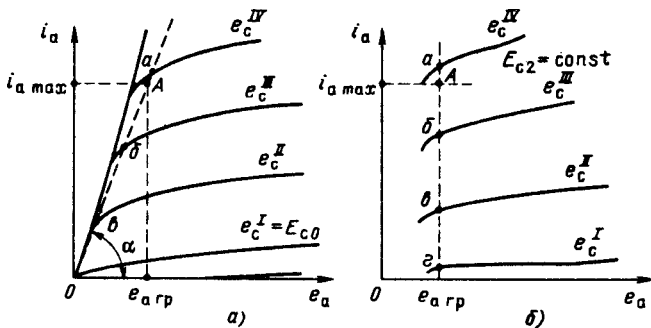


Рис. 2.11. Статические характеристики и линии граничного режима для триодов (а) и тетродов (б)

При идеализации характеристик выходного тока БТ и ПТ обычно учитывают, что при сравнительно малых значениях выходной ток не зависит от напряжения на выходном электроде (коллекторе, стоке). Поэтому идеализированные характеристики выходного тока в координатах $e_{\text{вых}}, i_{\text{вых}}$ представляют собой горизонтальные прямые, соответствующие тому или другому входному току i_B (для БТ) или напряжению на затворе e_3 (для ПТ) (см. рис. 2.10, д). На рис. 2.10, е приведены идеализированные входные и проходные характеристики для БТ. Аналогичные характеристики можно построить и для ПТ.

Для описания семейства идеализированных характеристик БТ используют:

крутизну линии граничного режима $S_{\text{гр}} = i_K / e_{\text{Кгр}}$;

крутизну характеристики коллекторного тока $S_i = \Delta i_K / \Delta i_B$ при $e_K = \text{const}$. Чаще эту величину $S_i = \beta_0$ называют усилением транзистора по току в схеме с ОЭ;

напряжение отсечки, т.е. напряжение на базе $e_B = E'_B$, при котором имеет место отсечка коллекторного тока.

Для ПТ с той же целью применяются крутизна линии граничного режима $S_{\text{гр}} = i_C / e_{\text{с гр}}$, напряжение отсечки $e_3 = E'_3$ и крутизна характеристики тока стока $S = \Delta i_C / \Delta e_3$ при $e_C = \text{const}$.

При использовании идеализированных характеристик для анализа ГВВ на транзисторах следует учитывать, что результаты анализа имеют достаточную точность для БП лишь в области низких частот (десятки-сотни килогерц), для ПТ — в диапазоне ниже 50...60 МГц, а для ПТ с барьером Шоттки — ниже нескольких гигагерц.

2.6. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ ИДЕАЛИЗИРОВАННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПО РЕАЛЬНЫМ СТАТИЧЕСКИМ ХАРАКТЕРИСТИКАМ

Максимально упрощенная система идеализированных характеристик ЭП по сути своей не может с одинаковой точностью описывать их работу в ГВВ в различных режимах. Поэтому, после того как метод идеализации получил широкое применение, были предложены способы определения параметров идеализированных характеристик по реальным, при которых сохранялась удовлетворительная точность анализа ГВВ.

Приводимые в справочниках значения параметров S , D обычно относятся к режиму номинальной мощности $P_{\text{ном}}$ при рекомендуемых заводом-изготовителем номинальных питающих напряжениях $E_{\text{а ном}}$, $E_{\text{с2 ном}}$.

Если же ЭП должен работать не при номинальной мощности или питающие напряжения не равны номинальным, то параметры идеализированных характеристик для увеличения точности расчетов целесообразно определять по СХ в рабочей области, которая зависит от питающих напряжений $E_{\text{а}}$ и $E_{\text{с2}}$, заданной полезной мощностью P_1 и приблизительного значения амплитуды импульса анодного (стокового, коллекторного) тока $i_{\text{а max}} \approx 5P_1/E_{\text{а}}^*$.

Линия граничного режима. На СХ $i_{\text{а}}$ отмечают точки a , b , c в верхней части наиболее изогнутого участка характеристик и проводят через них линию (см. рис. 2.11). Затем эта кривая линия заменяется прямой, которая для триодов и транзисторов исходит из точки $e_{\text{а}} = 0$; $i_{\text{а}} = 0$, а для тетродов проходит вертикально. На уровне $i_{\text{а max}}$ на линии граничного режима отметим точку A . Проекция этой точки на ось $e_{\text{а}}$ отмечает остаточное анодное напряжение, равное граничному: $e_{\text{а ост}} = e_{\text{а гр}}$.

Крутизна линии граничного режима $S_{\text{гр}}$, пропорциональная $\text{tg} \alpha$, может быть найдена из выражения $S_{\text{гр}} = i_{\text{а max}}/e_{\text{а гр}}$.

Крутизна характеристики анодного тока S определяется по реальным СХ с учетом нижнего сгиба последних. Отложив на характеристике, снятой при $E_{\text{а}}/2$, точку A (рис. 2.12), проведем через нее прямую 1 до соединения с точкой отсечки анодного тока $E_{\text{с1}}$, касательную к характеристике 2 , пересекающую ось абсцисс в точке $E_{\text{с2}}$, и перпендикуляр к оси абсцисс, пересекающий ее в точке $E_{\text{с3}}$.

Крутизна идеализированных характеристик S определяется как среднее арифметическое крутизны линий 1 и 2 :

$$S_1 = i_{\text{а max}}/(E_{\text{с3}} - E_{\text{с1}}); S_2 = i_{\text{а max}}/(E_{\text{с3}} - E_{\text{с2}}); S = (S_1 + S_2)/2.$$

* Здесь коэффициент «5» учитывает непостоянство крутизны в активной области, а также то, что $E_{\text{а}} > U_{\text{в}}$ в ННР и ГР.

Напряжение отсечки анодного тока. E'_c для идеализированных характеристик можно найти, вычислив по уже определенным параметрам (см. рис. 2.12) $E'_c = E_{c3} - i_{a \max} / S$ или $E'_c = (E_{c1} + E_{c2}) / 2$.

Для ламп с длинным нижним сгибом СХ напряжение E'_c можно определить так, как указано на рис. 2.13.

Последний способ дает достаточно точные результаты для современных тетродов, предназначенных для линейного усиления модулированных колебаний.

Проницаемость управляющей сетки D для триодов можно найти по анодно-сеточным характеристикам, приведенным на рис. 2.14. На уровне $i_a = i_{a \max} / 2$ проводится горизонтальная линия, на пересечении с характеристиками, снятыми, например, при $e_a = e_a^V$ и $e_a = e_a^{II}$, отмечаются точки A и B и их проекции на оси абсцисс E_{c1} и E_{c2} . Проницаемость рассчитывается по формуле

$$D = \left. \frac{\Delta e_c}{\Delta e_a} \right|_{i_a = \text{const}} = \frac{E_{c2} - E_{c1}}{e_a^V - e_a^{II}} \quad (\text{если } i_c \ll i_a).$$

Для генераторных тетродов проницаемость обеих сеток D для анодного напряжения определяется так же, как и для триодов, однако значения D для тетродов обычно в 5...10 раз меньше, чем для триодов. Для определения проницаемости управляющей сетки D_1 в тетроде следует использовать характеристики $i_a = f(e_c, e_{c2})$, изображенные на рис. 2.15. Проницаемость

$$D = \left. \frac{\Delta e_c}{\Delta e_{c2}} \right|_{i_a = \text{const}} = \frac{E_{c2} - E_{c1}}{e_{c2}^{IV} - e_{c2}^I} \quad (\text{если } i_{c2} \ll i_a).$$

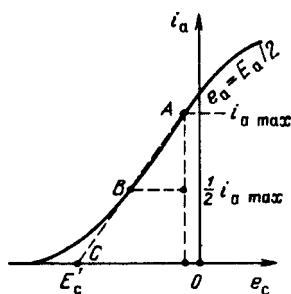


Рис. 2.12. К определению крутизны анодного тока

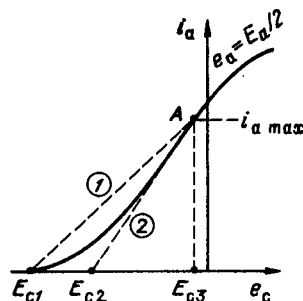


Рис. 2.13. К определению напряжения отсечки

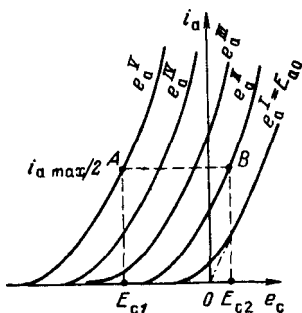


Рис. 2.14. К определению проицаемости E_a

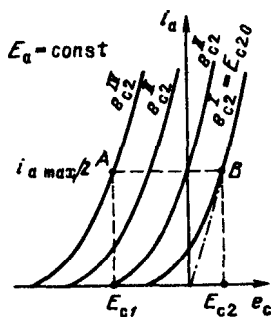


Рис. 2.15. К определению проицаемости E_{c2}

Напряжения приведения E_{c0} , E_{a0} , E_{c20} определяются следующим образом. Из множества СХ, снятых при различных напряжениях E_c , E_a и E_{c2} , выбираются те характеристики, для которых соответствующие им идеализированные характеристики проходят через начало координат. Напряжения E_c , E_a , E_{c2} , при которых были сняты эти реальные характеристики, и есть напряжения приведения. На рис. 2.11,а и 2.10,а определены сеточные напряжения приведения E_{c0} ; на рис. 2.10,б и 2.14 — анодные напряжения приведения $E_{a0} = e_{a0}^I$; на рис. 2.15 — напряжения приведения для экранирующей сетки $E_{c20} = e_{c20}^I$.

По этим же методикам могут быть найдены соответствующие параметры для БТ и ПТ.

2.7. УРАВНЕНИЕ АНОДНОГО ТОКА ЭП ПРИ ИДЕАЛИЗИРОВАННЫХ ХАРАКТЕРИСТИКАХ. ДИНАМИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

В отличие от реальных СХ, которые позволяют представить связь между величинами i_a , e_c и e_a только в виде графиков или таблиц, идеализированные характеристики дают возможность установить аналитическую связь между этими величинами. Приведенные на рис. 2.10 семейства идеализированных характеристик различных приборов располагаются в трех областях:

отсечки анодного тока $i_a \approx 0$ (на рис. 2.10,а,в,д ниже оси абсцисс; на рис. 2.10,б,г — ниже оси абсцисс и левее точек с напряжениями E');

активной области (область недонапряженного режима), где анодный ток зависит от всех напряжений, приложенных к электродам;

перенапряженного режима, где анодный ток i_a не зависит от напряжения на управляющем электроде. Применительно к транзисторам эту область называют *областью насыщения*.

Наиболее общий характер имеют идеализированные характеристики современных мощных тетродов, у которых в активной области анодный ток зависит от напряжений на управляющей сетке e_c , аноде e_a и экранирующей сетке e_{c2} :

$$i_a = f(e_c, e_a, e_{c2}).$$

Развернем это уравнение с учетом параметров, описывающих семейство идеализированных характеристик. Полный дифференциал анодного тока как функции трех переменных можно записать в виде

$$\begin{aligned} di_a &= \frac{\partial i_a}{\partial e_c} de_c + \frac{\partial i_a}{\partial e_a} de_a + \frac{\partial i_a}{\partial e_{c2}} de_{c2} = \\ &= \frac{\partial i_a}{\partial e_c} \left[de_c + \frac{\partial e_c}{\partial e_a} de_a + \frac{\partial e_c}{\partial e_{c2}} de_{c2} \right]. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Здесь

$\frac{\partial i_a}{\partial e_c} = S$; $\frac{\partial e_c}{\partial e_a} = \frac{\partial e_a}{\partial e_{c2}} \frac{\partial e_{c2}}{\partial e_a} = D_1 D_2$; $\frac{\partial e_c}{\partial e_{c2}} = D_1$ — уже введенные ранее параметры; S — крутизна характеристики анодного тока; D_1 — проницаемость управляющей сетки; D_2 — проницаемость экранирующей сетки.

Перепишав (2.7) с учетом параметров S , D_1 , D_2 и проинтегрировав его, получим

$$i_a = S [e_c + D_1 (D_2 e_a + e_{c2}) + C], \quad (2.8)$$

где C — постоянная интегрирования.

Если положить $i_a = 0$, $e_c = 0$ и $e_a = 0$, а $e_{c2} = E_{c20}$, где E_{c20} — напряжение приведения для экранирующей сетки (см. рис. 2.15), то получим $C = -D_2 E_{c20}$ и уравнение (2.8) можно записать в виде

$$i_a = S [e_c - D_1 (e_{c2} - E_{c20}) + D_1 D_2 e_a]. \quad (2.8')$$

Уравнение для i_a триода можно получить из (2.8), представив, что анодом служит экранирующая сетка (и напряжение на ней равно e_a), а следующего электрода нет:

$$i_a = S [e_c + D e_a + C]. \quad (2.9)$$

Постоянная C определяется следующим образом. Уравнение (2.9) справедливо для всей активной области, а следовательно, также для характеристик, снятых при напряжении $e_c = E_{c20}$ (см. рис. 2.10,а) и при

напряжении $e_a = E_{a0}$ (см. рис. 2.10,б). Подставив эти напряжения в (2.9), определим

$$i_a = S [E_{ca} + De_a + C']; \quad (2.10)$$

$$i_a = S [e_c + DE_{a0} + C'']. \quad (2.11)$$

Поскольку эти характеристики проходят через начала координат, где $i_a = 0$, $e_a = 0$ и $i_a = 0$, $e_c = 0$, то, подставив эти значения соответственно в (2.10) и (2.11), получим $C' = -E_{c0}$, $C'' = -DE_{a0}$, и следовательно, уравнения для i_a можно написать в анодной системе координат

$$i_a = S [e_c - E_{c0} + De_a]; \quad (2.12)$$

в анодно-сеточной системе координат

$$i_a = S [e_c + D(e_a - E_{a0})]. \quad (2.13)$$

Из приведенных уравнений можно найти напряжение отсечки анодного тока E'_c : положим $e_c = E'_c$, если $i_a = 0$, тогда

$$E'_c = E_{c0} - De_a; \quad E'_c = -D(e_a - E_{a0}).$$

Наконец, если в уравнения (2.12) и (2.13) подставим полученные значения для E'_c , то найдем одинаковое для обеих систем координат уравнение

$$i_a = S(e_c - E'_c). \quad (2.14)$$

Отметим, что уравнение (2.14) справедливо для триодов, тетродов и транзисторов, с той лишь разницей, что для генераторных триодов ввиду большой проницаемости сетки E'_c зависит от анодного напряжения: $E'_c = -D(e_a - E_{a0})$, а для генераторных тетродов и транзисторов из-за малости проницаемости напряжение отсечки выходного тока не зависит от напряжения на выходном электроде (E_{c2} обычно постоянно).

Линия граничного режима для триодов и транзисторов — прямая, проходящая в анодной системе координат через начало координат (см. рис. 2.10,а,д). Ее уравнение

$$i_a = S_{гр} e_a, \quad (2.15)$$

где $S_{гр}$ — крутизна линии граничного режима. У современных тетродов линия граничного режима начинается на оси абсцисс в точке $e_a = e_{a гр} \approx E_{c2}$ и идет вертикально вверх.

Особенности ДХ выходного тока ЭП рассмотрим для триодного ГВВ с резонансной нагрузкой. На рис. 2.16,а приведены ДХ для пяти различных режимов. Динамическая характеристика AB соответствует нулевому сопротивлению нагрузки ЭП ($R_n = 0$). Динамическая характеристика $A_1 B_1 C_1$ относится к недонапряженному режиму. Динамическая характеристика $A_2 B_2 C_2$ относится к граничному режиму (точка A_2 лежит на пересечении CX с $e_c = e_{c max}$ и линии граничного режима). Граничный

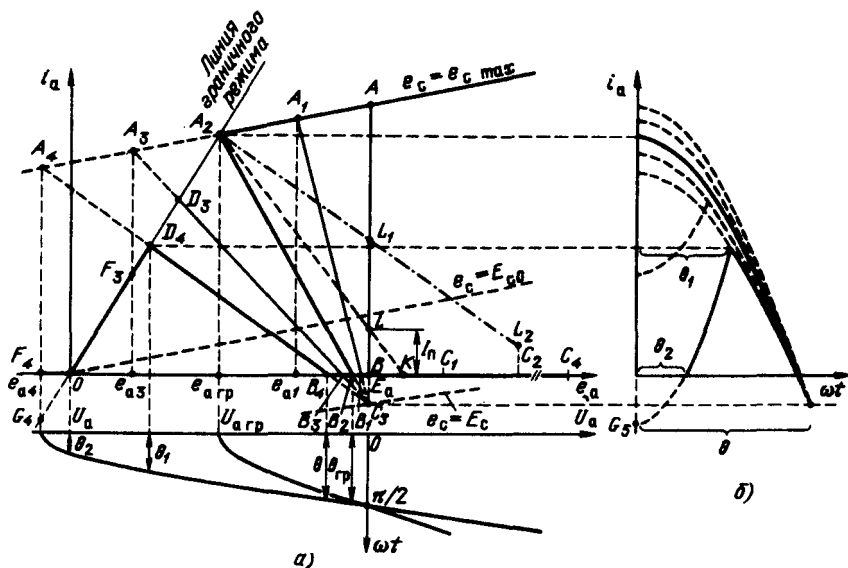


Рис. 2.16. Динамические характеристики ЭП в резонансном ГВВ

режим разделяет недонапряженные режимы от перенапряженных и имеет в теории ГВВ особое значение, как режим, при котором ГВВ отдает наибольшую мощность при наибольшем КПД (см. § 2.9).

Динамическая характеристика $F_3 D_3 B_3 C_3$ относится к перенапряженному режиму. Она состоит из трех отрезков: $F_3 D_3$, $D_3 B_3$, $B_3 C_3$. Наконец, ДХ $F_4 O D_4 B_4 C_4$ относится к сильноперенапряженному режиму. Она состоит из четырех отрезков прямых: $F_4 O$, $O D_4$, $D_4 B_4$, $B_4 C_4$. Во всех этих характеристиках имеются отрезки априорно прямых линий, поскольку они совпадают либо с осью абсцисс, либо с линией граничного режима. Отрезки же $A_1 B_1$, $A_2 B_2$, $A_3 B_3$, $A_4 B_4$ проходят через активную область, и в случае реальных СХ, как было показано в § 2.3, они являются отрезками кривых линий.

Покажем, что для идеализированных СХ отрезки ДХ $A_1 B_1$, $A_2 B_2$, $A_3 B_3$ и $A_4 B_4$ являются прямыми линиями. Для этого воспользуемся уравнениями $e_c = E_c + U_c \cos \omega t$ и $e_a = E_a - U_a \cos \omega t$ (см. § 2.3), а также уравнением анодного тока (2.12). Найдя из (2.5) $\cos \omega t$, подставим его в (2.1), а полученное из него значение e_c , в свою очередь, подставим в (2.12). После несложных преобразований получим уравнение для i_a в анодных координатах:

$$i_a = S [E_c - E_{c0} + U_c E_a / U_a] - S [U_c / U_a - D] e_a = N_1 - M_1 e_a.$$

Аналогично, используя только уравнение (2.12), для анодно-сеточных координат составим уравнение для отрезка ДХ в активной области:

$$i_a = SD [E_a - E_{a0} - U_a E_c / U_c] + S [1 + DU_a / U_c] e_c = N_2 + Me_c.$$

Полученные для i_a уравнения есть уравнения прямых. Следовательно, и участки ДХ в активной области также есть отрезки прямых.

При построении ДХ можно было бы воспользоваться методом, примененным в § 2.3. Однако в настоящем случае, когда доказано, что все участки ДХ есть отрезки прямых, для построения участков AB , A_1B_1 , A_2B_2 и т.д. достаточно найти координаты точек A , A_1 , A_2 и т.д. и точки C и соединить их прямой линией.

Пусть заданы постоянные параметры E_a , E_c , U_c и пять значений U_{a_i} . Верхние точки A_i на рис. 2.16,а лежат на СХ, снятой при напряжении на сетке $e_c = e_{cmax} = E_c + U_c$. Их проекции на ось абсцисс попадают в точки с напряжениями $e_{a_i} = e_{amin} = E_a - U_{a_i}$. На рисунке отмечены проекции всех точек A_1 , A_2 , A_3 , A_4 , A , а графики напряжения на аноде показаны только для граничного и сильноперенапряженного режимов.

Точка C , где пересекаются нисходящие части всех ДХ, находится на пересечении СХ, снятой при напряжении $e_c = E_c$, и проекции точки B , соответствующей напряжению анодного питания E_a . Точка может находиться ниже оси абсцисс (см. рис. 2.16); в этом случае углы отсечки анодного тока меньше 90° и уменьшаются по мере роста U_a . Участки ДХ ниже оси абсцисс показаны штриховой линией. Здесь анодный ток равен нулю, а построения или расчеты имеют только математический смысл. Если точка C лежит на оси абсцисс, то при $E_a = \text{const}$ для всех режимов угол отсечки равен 90° .

При соответствующем выборе E_c точка пересечения нисходящих участков ДХ может оказаться выше оси абсцисс (точка L). В этом случае через лампу анодный ток течет и тогда, когда $U_c = 0$ и $U_a = 0$. Этот ток называют током покоя. Его значение можно найти, если в (2.12) или (2.13) подставить значения $U_c = 0$ и $U_a = 0$:

$$I_n = S (E_c - E_{c0} + DE_a) = S [E_c + D (E_a - E_{a0})]. \quad (2.16)$$

При увеличении U_a и постоянстве E_a , E_c и U_c угол отсечки постепенно уменьшается. При дальнейшем увеличении напряжения смещения E_c точка L движется вверх, увеличивается ток покоя, удлиняется участок ДХ A_2LK , укорачивается участок KC_2 . Когда участок KC_2 станет равным нулю, угол отсечки окажется равным 180° , а лампа будет работать в классе A (предельный режим). На рис. 2.16 штрихпунктирной линией $A_2L_1L_2$ показана ДХ для этого режима.

На рис. 2.17 показано построение ДХ анодного тока в анодно-сеточной системе координат. Пусть задан режим с параметрами E_a , E_c , U_a и U_c . На оси абсцисс отмечаются точки, соответствующие напряжениям

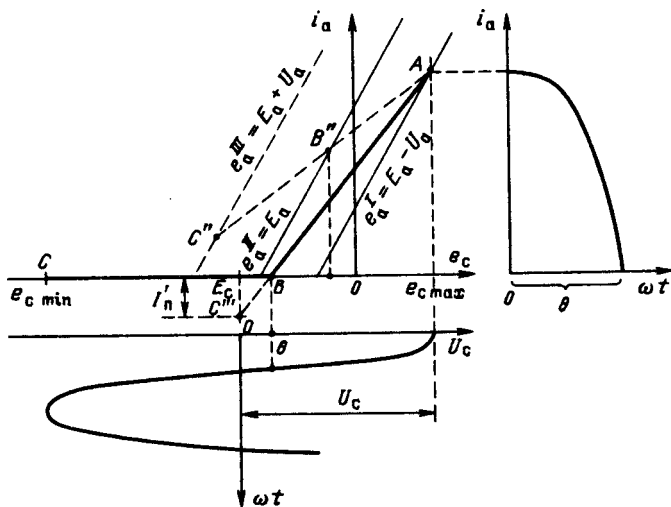


Рис. 2.17. Пример построения ДХ

$e_{c \min} = E_c - U_c$; E_c и $e_{c \max} = E_c + U_c$. Из семейства идеализированных характеристик выбирают три характеристики, соответствующие напряжениям на аноде $e_a^I = E_a - U_a$; $e_a^{II} = E_a$ и $e_a^{III} = E_a + U_a$. Характеристика с напряжением e_a^{II} продолжается вниз, в область отсечки, затем из точки E_c опускается перпендикуляр к оси абсцисс до пересечения с продолжением характеристики (точка C''). Через точки A и C'' проводится прямая ABC'' (см. рис. 2.17). При изменении мгновенного напряжения на управляющей сетке от $e_{c \max}$ до $e_{c \min}$ точка, фиксирующая ДХ, от точки A проходит по отрезку AB к точке B и далее по оси абсцисс до точки C . В точке B происходит отсечка анодного тока. Импульс анодного тока косинусоидальный, усеченный.

На этом же рисунке для примера приведена ДХ $AB''C''$ для режима, в котором триод работает без отсечки анодного тока.

2.8. ГАРМОНИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ АНОДНОГО ТОКА. КОЭФФИЦИЕНТ БЕРГА

Исследование ДХ, построенных по реальным СХ ламп, приведенное в § 2.3, и построение формы импульса анодного тока для различных режимов дают наглядное представление о режимах работы ЭП. С помощью графоаналитического метода можно найти энергетические параметры режима ЭП. Однако данная методика не позволяет получить общие представления о режимах. Исходя из этого, а также для упроще-

ния расчетов в § 2.5 введен метод идеализации СХ, а в § 2.6 получены уравнения (2.12) и (2.13), связывающие мгновенные значения анодного тока с мгновенными значениями напряжений на сетке e_c и аноде e_a . Следующим этапом этого метода являются получение уравнения для анодного тока в виде функции времени и ее гармонический анализ. Здесь и ниже по-прежнему полагаем, что частота напряжения возбуждения ω равна резонансной частоте анодного колебательного контура ($\omega = \omega_p$).

Воспользуемся полученными уравнениями для анодного тока в анодной системе координат (2.12):

$$i_a = S(e_c - E_{c0} + De_a);$$

в анодно-сеточной системе координат (2.13):

$$i_a = S[e_c + D(e_a - E_{a0})].$$

Для резонансного ГВВ с гармоническим возбуждением мгновенные значения напряжений на сетке и аноде записываются в виде

$$e_c = E_c + U_c \cos \omega t \text{ и } e_a = E_a - U_a \cos \omega t.$$

Подставив последние уравнения в (2.12) и (2.13), после преобразования получим уравнения для анодного тока:

$$i_a = S[U_c - DU_a] \cos \omega t + S[E_c - E_{c0} + DE_a], \quad (2.17)$$

$$i_a = S[U_c - DU_a] \cos \omega t + S[E_c + D(E_a - E_{a0})].$$

Наконец, если учесть, что $E'_c = E_{c0} - DE_a = -D(E_a - E_{a0})$ — есть напряжение отсечки анодного тока при напряжении на аноде, равном E_a , то оба уравнения (2.17) можно привести к одной форме:

$$i_a = S[U_c - DU_a] \cos \omega t + S(E_c - E'_c). \quad (2.18)$$

Это уравнение описывает анодный ток в недонапряженном режиме, когда ЭП работает без отсечки анодного тока (класс А). Здесь $S(U_c - DU_a)$ и $S(E_c - E'_c) = I_n$ — соответственно амплитуда первой гармоники и ток покоя. Уравнение (2.18) с учетом введенных обозначений приводится к виду

$$I_a = I_{a1} \cos \omega t + I_n \quad (I_n > I_{a1}).$$

На рис. 2.18 изображена эюра анодного тока I_a для случая, когда $I_n > I_{a1}$ (кривая I).

Если уменьшать напряжение смещения E_c , то будет уменьшаться и ток покоя I_n . При $I_n = I_{a1}$, т.е. когда $E_c - E'_c = U_c - DU_a$, имеет место предельный режим класса А: анодный ток при $\omega t = 180^\circ$ равен нулю

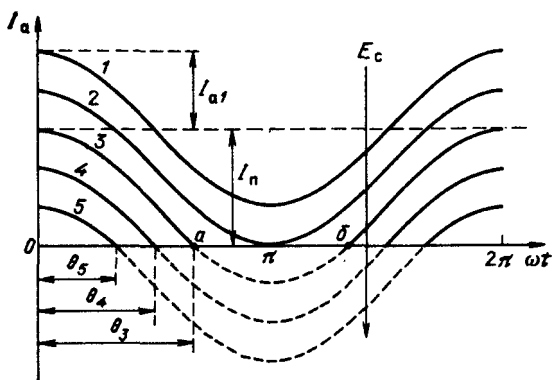


Рис. 2.18. Эпюры анодного тока

(кривая 2), амплитуда первой гармоники i_a равна постоянной составляющей: $I_{a1} = I_n$.

Если напряжение смещения уменьшать далее, то вместе с уменьшением тока покоя $I_n = S(E_c - E')$ на интервале $a-b$ (рис. 2.18), где $S(U_c - DU_a) \cos \omega t > S(E_c - E')$, наступает отсечка анодного тока, область $a-b$ расширяется, а углы отсечки $\theta_3, \theta_4, \theta_5$ уменьшаются. Анодный ток из непрерывного превращается в последовательность отдельных импульсов, имеющих косинусоидальную образующую с отсеченной нижней частью (интервалы $a-b$).

Полезным параметром для описания косинусоидальных импульсов с отсечкой, а также режимов ЭП является угол отсечки анодного тока, который численно равен половине той части периода ВЧ (в угловых единицах), когда через лампу течет анодный ток.

Связь угла отсечки θ с остальными параметрами режима определяется следующим образом: в точке a (рис. 2.18)

$$\omega t = \theta \text{ и } i_a = S(U_c - DU_a) \cos \theta + S(E_c - E') = 0,$$

следовательно,

$$\cos \theta = -(E_c - E') / (U_c - DU_a). \quad (2.19)$$

Теперь благодаря введенному углу отсечки θ можно записать выражение для анодного тока при наличии отсечки:

$$i_a = S(U_c - DU_a) \cos \omega t + S(E_c - E') \text{ при } 2\pi n - \theta < \omega t < 2\pi n + \theta; \quad (2.20)$$

$$i_a = 0 \text{ при } 2\pi n - \theta > \omega t > 2\pi n + \theta.$$

Здесь $n = 0, 1, 2, \dots$

Для интервала углов $0 < \omega t < \pi$ эта формула примет вид

$$i_a = S(U_c - DU_a) \cos \omega t + S(E_c - E'_c) \quad \omega t < \theta; \quad (2.21)$$

$$i_a = 0 \quad \text{при } \omega t > \theta.$$

Напишем еще два варианта формулы (2.21), которые в дальнейшем будут полезны. Если из (2.19) определить разность

$$E_c - E'_c = -(U_c - DU_a) \cos \theta$$

и подставить ее в (2.21), то после преобразований получим

$$i_a = S(U_c - DU_a) (\cos \omega t - \cos \theta) \quad \text{при } \omega t < \theta; \quad (2.22)$$

$$i_a = 0 \quad \text{при } \omega t > \theta.$$

Определим амплитуду импульса анодного тока I_{am} . Для этого в (2.22) подставим $i_a = I_{am}$ и $\omega t = 0$:

$$I_{am} = S(U_c - DU_a)(1 - \cos \theta). \quad (2.23)$$

Выразив из (2.23) $S(U_c - DU_a)$ и подставив его в (2.22), найдем

$$i_a = I_{am} (\cos \omega t - \cos \theta) / (1 - \cos \theta) \quad \text{при } \omega t < \theta; \quad (2.24)$$

$$i_a = 0 \quad \text{при } \omega t > \theta.$$

Полученные зависимости (2.21) — (2.24) справедливы для любых углов отсечки ($0 < \theta < 180^\circ$). Заметим, что ток покоя I_n по мере уменьшения угла отсечки также уменьшается: при $\theta = 180^\circ I_n = S(E_c - E'_c)$, при $\theta = 90^\circ I_n = 0$.

Было отмечено, что при $\theta < 180^\circ$ анодный ток представляет собой последовательность отдельных одинаковых импульсов, мгновенные значения тока описываются уравнениями (2.11) — (2.24). Если эта последовательность бесконечна (или, во всяком случае, длинная), то она может быть представлена рядом Фурье

$$i_a = I_{a0} + I_{a1} \cos \omega t + I_{a2} \cos 2\omega t + I_{a3} \cos 3\omega t + \dots$$

Здесь I_{a0} — постоянная составляющая анодного тока; I_{a1}, I_{a2}, I_{a3} — амплитуды первой, второй, третьей и т. д. гармоник анодного тока. Имея аналитические выражения для $i_a(\omega t)$, значения I_{a0}, I_{a1}, \dots определим по формулам для коэффициентов ряда Фурье:

$$I_{a0} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_a(\omega t) d\omega t; \quad I_{an} = \frac{2}{\pi} \int_0^\pi i_a(\omega t) \cos n\omega t d\omega t. \quad (2.25)$$

Подставив в (2.25) значения для $i_a(\omega t)$ из (2.22) и вынеся постоянные коэффициенты, получим

$$I_{a0} = S(U_c - DU_a) \gamma_0(\theta), \quad I_{an} = S(U_c - DU_a) \gamma_n(\theta) \quad (2.26)$$

Здесь коэффициенты $\gamma_0(\theta)$ и $\gamma_n(\theta)$, называемые коэффициентами Берга, зависят только от угла отсечки и номера гармоники:

$$\gamma_0(\theta) = (\sin \theta - \theta \cos \theta) / \pi; \quad \gamma_1(\theta) = (2\theta - \sin 2\theta) / 2\pi; \quad \gamma_2(\theta) = (2 \sin^3 \theta) / 3\pi;$$

$$\gamma_3(\theta) = \gamma_2(\theta) \cos \theta.$$

Если же в (2.25) подставить (2.24), то для составляющих анодного тока получим

$$I_{a0} = I_{am} \alpha_0(\theta), \quad I_{an} = I_{am} \alpha_n(\theta). \quad (2.27)$$

Коэффициенты $\gamma_n(\theta)$ и $\alpha_n(\theta)$ связаны между собой зависимостью

$$\alpha_n(\theta) = \gamma_n(\theta) / (1 - \cos \theta).$$

С использованием коэффициентов $\gamma_n(\theta)$ и $\alpha_n(\theta)$ формула для $i_a(\omega t)$ может быть представлена в виде ряда Фурье одного из двух вариантов:

$$i_a = S (U_c - D U_a) [\gamma_0(\theta) + \gamma_1(\theta) \cos \omega t + \gamma_2(\theta) \cos 2\omega t + \dots]$$

или

$$i_a = I_{am} [\alpha_0(\theta) + \alpha_1(\theta) \cos \omega t + \alpha_2(\theta) \cos 2\omega t + \dots]. \quad (2.28)$$

Отсюда следует, что если при анализе режима ЭП заданы исходные параметры U_c и U_a , то при расчетах должны использоваться коэффициенты $\gamma_n(\theta)$; если же исходным параметром является амплитуда импульса анодного тока I_{am} , то при расчетах используются коэффициенты $\alpha_n(\theta)$.

При расчете КПД анодной цепи (цепи стока или коллектора) часто используется коэффициент формы анодного тока по первой гармонике $g_1(\theta) = \gamma_1(\theta) / \gamma_0(\theta) = \alpha_1(\theta) / \alpha_0(\theta)$.

Коэффициенты $\gamma_n(\theta)$, $\alpha_n(\theta)$ и $g_1(\theta)$ подробно табулированы. На рис. 2.19, а, б приведены графики зависимостей $\gamma_n(\theta)$ и $\alpha_n(\theta)$ для постоянной составляющей и первых трех гармоник, а также зависимости $g_1(\theta)$. Отрицательное значение коэффициентов $\gamma_3(\theta)$ и $\alpha_3(\theta)$ при углах отсечки $90^\circ < \theta < 180^\circ$ означает, что ток третьей гармоники имеет противоположную начальную фазу по сравнению с током первой гармоники.

Приведенные графики наглядно характеризуют гармонический состав анодного тока при различных θ . Так как $\theta = 180^\circ$ (колебания класса А) амплитуда первой гармоники равна постоянной составляющей ($I_{a1} = I_{a0}$); амплитуды второй, третьей и т.д. гармоник равны нулю. В области $0 \leq \theta \leq 180^\circ$ графики $\gamma_n(\theta)$ и $\alpha_n(\theta)$ при $n = 2, 3, \dots$ имеют максимумы; для коэффициентов $\alpha_n(\theta)$ значение угла θ , при котором наблюдается максимум, вычисляется из выражения $\theta = 120^\circ / n$.

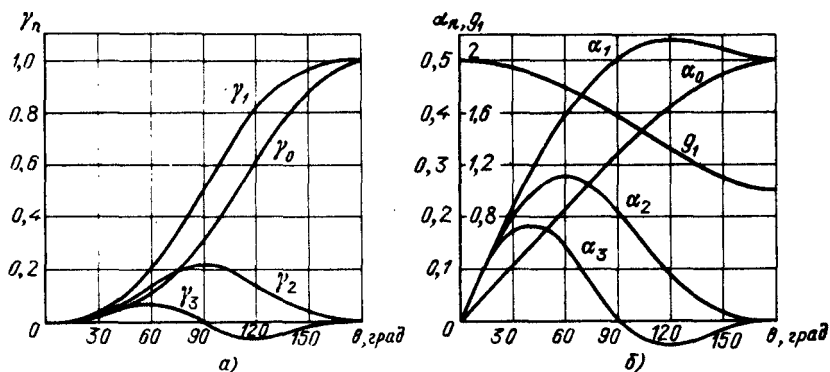


Рис. 2.19. Графики коэффициентов Берга

Отметим, что при уменьшении угла отсечки от 180° коэффициенты $\gamma_0(\alpha)$ и $\alpha_0(\theta)$ убывают заметно быстрее, чем коэффициенты $\gamma_1(\theta)$ и $\alpha_1(\theta)$, вследствие чего увеличивается коэффициент формы $g_1(\theta)$ и вместе с ним КПД анодной цепи. Влияние угла отсечки на параметры ГВВ можно рассмотреть, например, применительно к КПД анодной цепи η_a , амплитуде импульса $I_{ам}$, напряжению возбуждения U_c , а также к максимальному мгновенному напряжению между сеткой и катодом $|e_{c\ min}|$. При этом примем, что значения этих величин при $\theta = 90^\circ$ равны единице.

На рис. 2.20 для триодного ГВВ приведены графики зависимостей $\eta_a = f_1(\theta)$, $I_{ам} = f_2(\theta)$, рассчитанные при условии постоянства выходной мощности $P_1 = \text{const}$. Все параметры для $\theta = 90^\circ$ приняты равными единице.

Можно видеть, что при уменьшении угла отсечки θ от 180 до 90° КПД анодной цепи увеличивается примерно на 50%: от $0,5\xi$ до $0,78\xi$. При дальнейшем уменьшении угла θ до 0 возможное увеличение КПД достигает лишь 22%. Кривая $I_{ам}$ при уменьшении θ от 180 до 80° идет почти на одном уровне. При дальнейшем уменьшении θ величина $I_{ам}$ резко возрастает, поскольку значение коэффициента $\gamma_1(\theta)$ падает и для постоянства I_{a1} и P_1 требуется резко увеличивать $I_{ам}$. Напряжение возбуждения U_c при снижении угла отсечки θ от 180 до 90° должно быть увеличено в 2 раза; дальнейшее снижение θ до 60° требует увеличения U_c еще в 2,5 раза. Еще более сильно изменяется модуль минимального напряжения на управляющей сетке $|e_{c\ min}| = |E_c - U_c|$; например, при изменении θ от 90 до 60° он изменяется почти в 4 раза. Это напряжение нормируется для некоторых ламп и всегда для транзисторов.

Приведенные на рис. 2.20 графики полезны при выборе угла отсечки выходного тока ламп и транзисторов. Из этих графиков следует, что для получения высокого КПД η_a целесообразно, чтобы угол отсечки находился в пределах $60^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$. При меньших углах отсечки КПД возрастает незначительно, но резко увеличиваются значения U_c и $|e_{c\ min}|$, т. е. мощность предыдущего каскада и возможность пробоя на участке «управляющий электрод—корпус». При углах отсечки, больших 120° , заметно снижается КПД η_a .

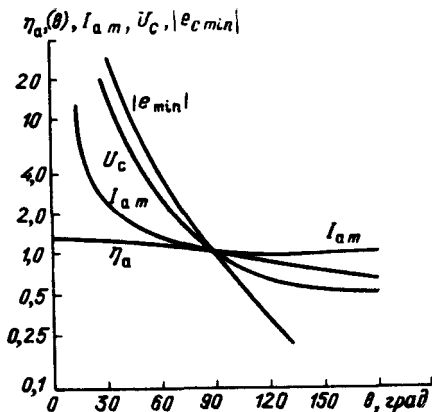


Рис. 2.20. Зависимости характеристик ГВВ от угла отсечки

Иногда при разработке ГВВ ставится задача получить от ЭП максимальную полезную мощность при высоком КПД с учетом заданных максимально допустимых значений $I_{ам}$, либо I_{a0} , либо U_c .

1. Пусть задана амплитуда импульса анодного тока $I_{ам}$. Максимальная мощность P_1 получается при максимальном значении I_{a1} и, следовательно, α_1 . Коэффициент α_1 принимает максимальное значение при $\theta = 120^\circ$ (см. рис. 2.19,б). При этом максимальная мощность получается при сравнительно высоком η_a .

2. Если задано максимальное значение I_{a0} (ограниченное либо ЭП, либо питающим выпрямителем), то полезная мощность получается из уравнения $P_1 = U_a I_{a1} / 2 = U_a I_{a0} \alpha_1 / 2 \alpha_0$. Отсюда видно, что полезная мощность растет при уменьшении $\alpha_0(\theta)$ и, следовательно, θ , потому что увеличивается КПД η_a .

3. Пусть задано максимально допустимое значение для U_c . Из $I_{a1} = S(U_c - DU_a) \gamma_1(\theta)$ следует, что максимальное значение I_{a1} , а значит, и P_1 можно получить при максимальном значении $\gamma_1 = 1$, т. е. при $\theta = 180^\circ$ (см. рис. 2.19,а).

На практике количество требований к ГВВ значительно больше (например, в число их входят требования о непревышении допустимых мощностей рассеивания на электродах, допустимых уровнях нелинейных искажений), вследствие чего выбор оптимального угла отсечки требует учета конкретных условий работы ГВВ и, как правило, является компромиссным.

2.9. ПАРАМЕТРЫ ГРАНИЧНОГО РЕЖИМА

В теории ГВВ на ЭП с идеализированными характеристиками граничный режим играет роль не только своеобразного «водораздела» между недонапряженными и перенапряженными режимами. В граничном режиме ГВВ при заданных напряжениях питания, возбуждения и смещения (например, для триода E_a , U_c и E_c) отдает наибольшую полезную мощность при высоком КПД. Именно поэтому каскады реальных передатчиков работают большей частью либо в граничном режиме, либо в режимах, близких к нему.

Покажем, что в граничном режиме ГВВ отдает наибольшую полезную мощность P_1 при заданных E_a , U_c и E_c . В качестве переменного параметра возьмем сопротивление нагрузки ГВВ $R_{\text{экв}}$.

При малых значениях $R_{\text{экв}}$ режим недонапряженный (см. рис. 2.16), первая гармоника анодного тока определяется из (2.26) после замены U_a на $I_{a1}R_{\text{экв}}$:

$$I_{a1 \text{ ПНР}} = SU_c \gamma_1 / (1 + SDR_{\text{экв}} \gamma_1),$$

а выходная мощность

$$P_{1 \text{ ПНР}} = \frac{SU_c^2 \gamma_1}{2D} \frac{\gamma_1 SDR_{\text{экв}}}{(1 + \gamma_1 SDR_{\text{экв}})^2} = A_1 \frac{B_1 R_{\text{экв}}}{(1 + B_1 R_{\text{экв}})^2}. \quad (2.29)$$

В перенапряженном режиме по мере увеличения сопротивления $R_{\text{экв}}$ амплитуда первой гармоники анодного тока I_{a1} снижается, а амплитуда напряжения на нагрузке $U_a = I_{a1}R_{\text{экв}}$ слабо растет, достигая при $R_{\text{экв}} \rightarrow \infty$ своего асимптотического значения, равного $1,17 U_{a \text{ гр}}$. Полагая с некоторым приближением, что в ПНР $U_a = B_2 \approx \text{const}$, получим выражения для полезной мощности ГВВ в ПНР:

$$P_{1 \text{ ПНР}} \approx B_2^2 / 2R_{\text{экв}}. \quad (2.30)$$

Графики функций $P_{1 \text{ ПНР}}$ и $P_{1 \text{ ПНР}}$ приведены на рис. 2.21. Сплошными линиями указаны участки, имеющие физический смысл, штриховой линией показан участок, физически не реализуемый при заданных исходных параметрах E_a , E_c , U_c , а также при заданных параметрах лампы S , $S_{\text{гр}}$, E'_c .

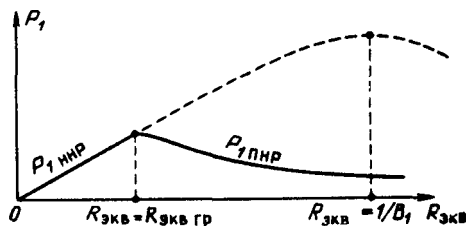


Рис. 2.21. Изменения выходной мощности ГВВ от изменения сопротивления нагрузки

Таким образом, как следует из рис. 2.21, а также из (2.29) и (2.30), если увеличивать $R_{\text{экв}}$, начиная от нуля, то полезная мощность ГВВ сначала увеличится почти пропорционально $R_{\text{экв}}$, достигнет максимума при $R_{\text{экв}} = R_{\text{экв гр}}$, а затем сни-

зится из-за увеличения провала в импульсе анодного тока.

При определении параметров граничного режима обычно используется тот факт, что верхняя точка ДХ A_2 (см. рис. 2.16) лежит на пересечении СХ при $e_c = e_{c\max} = E_c + U_c$ и линии граничного режима. Другими словами, для определения амплитуды анодного тока (отрезок A_2 , $e_{a\text{ гр}}$) можно использовать либо уравнение (2.12), либо (2.15), а совместное их решение относительно одного из параметров позволяет найти значение этого параметра для граничного режима.

Например, пусть заданы значения E_a , E_c и U_c . Для нахождения $U_{a\text{ гр}}$ в граничном режиме подставим эти параметры в уравнения, учтя, что для точки A_2 $\omega t = 2\pi n$, где $n = 0; 1; \dots$, $i_a = S(e_c - E_{c0} + De_a)$ и $i_a = S_{\text{гр}}e_a$, приравняем их друг другу и решим полученное уравнение относительно $U_{a\text{ гр}}$:

$$U_{a\text{ гр}} = E_a - S(E_c + U_c - E_{c0})/(S_{\text{гр}} - SD) = E_a - e_{a\text{ ост гр}}. \quad (2.31)$$

Здесь $e_{a\text{ ост гр}}$ — остаточное напряжение для граничного режима.

При практических расчетах чаще всего задаются другие исходные параметры, например амплитуда импульса анодного тока I_{am} (или I_{a0}), сопротивление нагрузки $R_{\text{эв}}$ или необходимая полезная мощность P_1 . В этих случаях целесообразно находить сначала значение коэффициента использования анодного напряжения $\xi = U_a/E_a$ для граничного режима $\xi_{\text{гр}} = U_{a\text{ гр}}/E_a$, а затем — все остальные параметры.

Зададимся значением $i_a = I_{am}$. Поставив его в (2.15), получим $I_{am} = S_{\text{гр}}(E_a - U_{a\text{ гр}})$. Преобразовав это уравнение, с учетом предыдущих соотношений получим

$$\xi_{\text{гр}} = 1 - I_{am}/S_{\text{гр}}E_a. \quad (2.32)$$

Так как $I_{am} = I_{a0}/\alpha_0(\theta)$, то

$$\xi_{\text{гр}} = 1 - I_{a0}/\alpha_0(\theta) S_{\text{гр}}E_a. \quad (2.33)$$

Если в (2.32) вместо I_{am} подставить $I_{a1}/\alpha_1(\theta)$, затем I_{a1} заменить на $U_{a\text{ гр}}/R_{\text{эв}}$ и сделать необходимые преобразования, то

$$\xi_{\text{гр}} = \frac{\alpha_1(\theta)S_{\text{гр}}R_{\text{эв}}}{1 + \alpha_1(\theta)S_{\text{гр}}R_{\text{эв}}}. \quad (2.34)$$

Если в качестве исходных параметров заданы лампа, полезная мощность $P_1 = I_{a1}U_{a\text{ гр}}/2$ и напряжение анодного питания E_a , то, заменив I_{am} в (2.32) на равную $I_{am} = 2P_1/\alpha_1(\theta)U_{a\text{ гр}}$ и сделав ряд преобразований, найдем

$$\xi_{\text{гр}} = 0,5 + 0,5\sqrt{1 - 8P_1/\alpha_1(\theta)S_{\text{гр}}E_a^2}. \quad (2.35)$$

Формулы (2.32)—(2.35) позволяют рассчитывать параметры граничного режима ГВВ при различных исходных данных. Задавая или изменяя первоначальные параметры режима $I_{ам}$, E_a , $R_{эвб}$ или P_1 , можно с их помощью определить КПД анодной цепи ГВВ в граничном режиме или получить зависимости для изменения η_a . Для этого нужно задать значения подлежащего изменению параметра (обозначим его через X), найти соответствующие значения $\xi_{гр}(X)$ и затем, подставляя $\xi_{гр}(X)$ в формулу

$$\eta_a = P_1/P_0 = g_1 \xi_{гр}/2, \quad (2.35a)$$

определить $\eta_a(X)$. Например, если для ГВВ с заданным ЭП нужно определить зависимость $\eta_a = f(P_1)$, то, воспользовавшись (2.35) и положив $8P_1/\alpha_1(\theta) S_{гр} E_a^2 < 1$, получим

$$\eta_a \approx 0,5 g_1 - P_1/\alpha_0(\theta) S_{гр} E_a^2. \quad (2.35б)$$

2.10. СЕТОЧНЫЕ ЦЕПИ ЛАМП В ГВВ

Ламповые ГВВ современных передатчиков работают на триодах, тетрадах и пентодах. Для управления работой ламп к их управляющим сеткам подводятся напряжения смещения E_c и возбуждения U_c (рис. 2.22,а). Если напряжение возбуждения гармоническое, то действующее между сеткой и катодом напряжение $e_c = E_c + U_c \cos \omega t$.

Имеющиеся в тетрадах и пентодах экранирующие сетки служат не только электростатическим экраном между анодом и управляющей сеткой, но и видоизменяют СХ ламп. На экранирующую сетку подается положительное относительно катода напряжение $E_{с2}$. Благодаря шунтирующему конденсатору $C_{с2}$ высокочастотный потенциал этой сетки близок к нулю.

Защитная (антидинатронная) сетка в пентодах препятствует возникновению динатронного эффекта при малых значениях e_a . Статические характеристики пентода в этой области становятся похожи на СХ триода.

На рис. 2.23,а даны типичные СХ тока управляющей сетки i_c триода, а на рис. 2.24,а,б приведены СХ тока управляющей i_c и экранирующей $i_{с2}$ сеток мощного генераторного тетрода. На рис. 2.23 и 2.24 для противопоставления приведены также СХ анодного тока i_a .

Статические характеристики токов i_c и $i_{с2}$ пентодов аналогичны тетродным.

Приведенные рисунки показывают, что:

- 1) графики СХ токов i_c и $i_{с2}$ сравнительно линейны при больших значениях e_a ;
- 2) при малых значениях e_a СХ токов i_c и $i_{с2}$ криволинейны и резко изгибаются вверх;

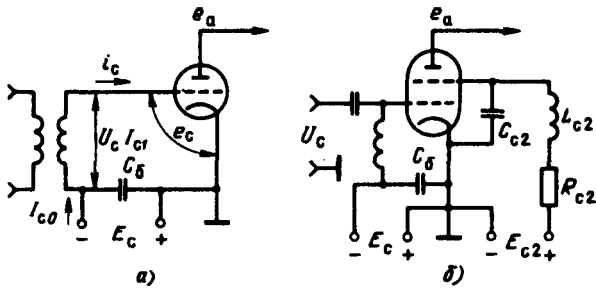


Рис. 2.22. Схема сеточной цепи ГВВ

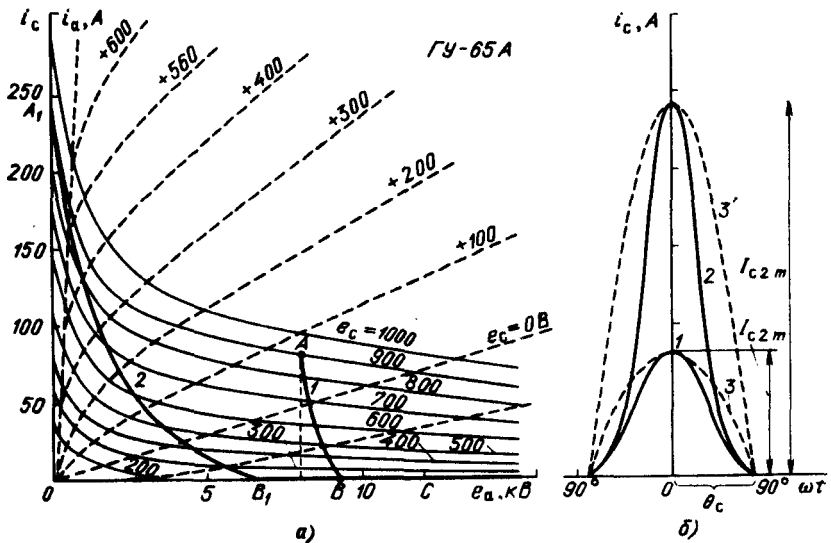


Рис. 2.23. Статические и динамические характеристики и формы импульсов тока управляющей сетки триода

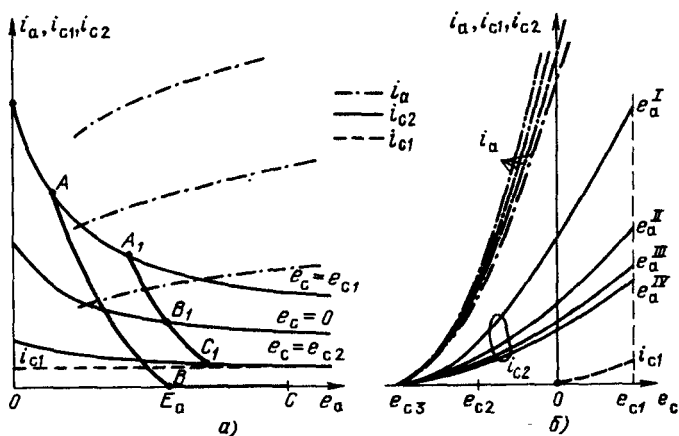


Рис. 2.24. Статические характеристики токов первой и второй сеток современных тетродов

3) ток управляющей сетки i_c возникает при напряжении на этой сетке $e_c > 0$;

4) ток экранирующей сетки возникает при тех же напряжениях, что и анодный ток. В современных тетрадах приняты меры по уменьшению тока экранирующей сетки (провода этой сетки помещают как бы в тень проводов управляющей сетки). Вследствие этого в некоторых лампах ток второй сетки может принимать даже отрицательное значение (рис. 2.25,а).

Режим управляющей сетки определяется как напряжениями смещения E_c и возбуждения U_c на сетке, так и напряжением на аноде e_a в триодах [$i_c = f(e_c, e_a)$] и напряжением на экранирующей сетке в тетрадах и пентодах [$i_c = f(e_c, E_{c2})$], поскольку здесь из-за малой проницаемости второй сетки влияние анодного напряжения мало. Режим экранирующей сетки определяется мгновенными напряжениями на первой сетке и на аноде и напряжением питания этой сетки [$i_{c2} = f(e_c, e_a, E_{c2})$].

Отметим важное различие в работе цепей управляющей и экранирующей сеток. Поскольку ток экранирующей сетки i_{c2} возникает при тех же значениях e_c , что и анодный ток i_a , то при работе тетрода в режиме класса А ток i_{c2} будет непрерывным; если же анодная цепь работает с отсечкой ($\theta < 180^\circ$), ток второй сетки также состоит из усеченных импульсов, причем угол отсечки этих импульсов θ_{c2} приблизительно равен углу отсечки импульсов анодного тока: $\theta_{c2} \approx \theta$.

Ток первой сетки возникает лишь при положительных мгновенных напряжениях на этой сетке: $e_c > 0$. Если на сетку подано напряжение

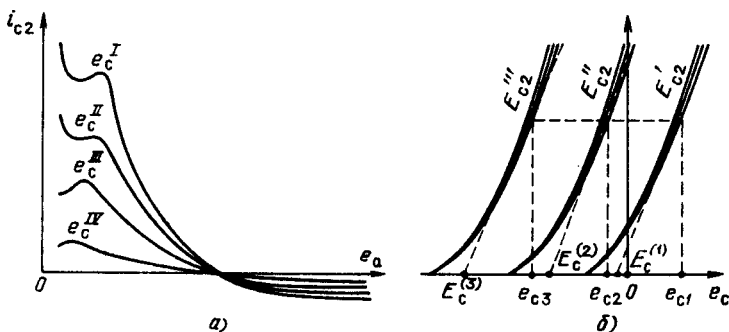


Рис. 2.25. Статические характеристики тока второй сетки современных тетродов

$e_c = E_c + U_c \cos \omega t$ и $e_{c \max} = E_c + U_c > 0$, отсечка сеточного тока происходит при $e_c = E_c \cos \omega \theta_c = 0$. Отсюда имеем расчетную формулу

$$\cos \theta_c = -E_c / U_c. \quad (2.36)$$

По СХ тока управляющей сетки i_c , если заданы параметры режима E_a, E_c, U_a и U_c (для тетродов и пентодов — также E_{c2} , можно рассчитать и построить ДХ $i_c = f(e_a)$ или $i_c = f(e_c)$ аналогично тому, как это было сделано при построении ДХ анодного тока (см. § 2.3). На рис. 2.23,а приведены ДХ тока i_c для мощного генераторного триода при $E_a = 10$ кВ; $E_c = -200$ В; $U_c = 1100$ В; $U_a = 2$ кВ (кривая 1) и $U_a = 10$ кВ (кривая 2). Каждая из полученных ДХ состоит из двух участков: горизонтального и наклонного. Первый участок свидетельствует о наличии отсечки тока i_c .

Импульсы сеточного тока i_c (см. рис. 2.23,б), построенные для приведенных выше режимов при малых U_a , имеют форму почти косинусоидальных усеченных импульсов (1). По мере увеличения U_a вершинная часть импульса i_c вытягивается вверх и становится острее (2). Импульсы все более отличаются от усеченной косинусоиды (3 и 3').

Для определения энергетики цепи управляющей сетки необходимо определить (если $i_c > 0$) постоянную составляющую I_{c0} и амплитуду первой гармоники I_{c1} тока этой сетки.

При практических расчетах вполне приемлемую точность дает следующая методика. По СХ тока i_c определяется амплитуда импульса этого тока I_{cm} при $e_{c \max} = E_c + U_c$ и $e_{a \min} = E_a - U_a$. Затем находится угол отсечки сеточного тока θ_c по (2.36) и вычисляются

$$I_{c0} = \alpha_0(\theta_c) I_{cm} k_{c0}; \quad I_{c1} = \alpha_1(\theta_c) I_{cm} k_{c1}. \quad (2.37)$$

В (2.37) коэффициенты $k_{c0} \approx 0,65$ и $k_{c1} \approx 0,7$ учитывают некосинусоидальную форму импульсов i_c .

Найдя I_{c0} и I_{c1} , можно рассчитать мощность P_{c1} , потребляемую сеточной цепью от предыдущего каскада, и мощность P_{c0} , отдаваемую в источник смещения:

$$P_{c1} = U_c I_{c1} / 2; \quad P_{c0} = |E_c I_{c0}|. \quad (2.38)$$

Мощность, равная разности $P_c = P_{c1} - P_{c0}$, рассеиваемая непосредственно на управляющей сетке и должна быть всегда меньше, чем $P_{c \text{ доп}}$ для данной лампы. Иногда для триодов особенно с правыми характеристиками на управляющую сетку приходится подавать положительное смещение. В этом случае источник смещения отдает в сеточную цепь мощность $P_{c0} = E_c I_{c0}$ и мощность, рассеиваемую на управляющей сетке, $P_c = P_{c1} + P_{c0}$.

Режим работы управляющей сетки в тетрадах существенно отличается от режима этой сетки в триоде:

1. Вследствие малой проницаемости второй сетки ($D_2 \approx 0$) напряжение e_a почти не влияет на ток i_c .

2. Максимальное напряжение $e_{c \text{ max}} = E_c + U_c$ много меньше напряжения на второй сетке E_{c2} , вследствие чего отсутствует перераспределение катодного тока между этими сетками и ток i_c очень мал. В последнее время стали появляться мощные тетроды, отдающие номинальную полезную мощность при отсутствии тока первой сетки ($e_{c \text{ max}} < 0$). Энергетические параметры цепи управляющей сетки в тетраде рассчитывают аналогично расчету цепи управляющей сетки в триодах.

Перейдем теперь к рассмотрению работы цепи экранирующей сетки в тетрадах и пентодах. В современных тетрадах проницаемость управляющей сетки D_1 сравнительно большая ($D_1 \approx 0,1$); проницаемость второй сетки D_2 много меньше ($D_2 \approx 0,01$). Поэтому изменение e_a оказывает незначительное влияние на работу лампы.

Если изменить напряжения на экранирующей сетке E'_{c2} , E''_{c2} , E'''_{c2} (см. рис. 2.25, б), то при этом изменятся напряжения отсечки анодного тока $E_c^{(1)}$, $E_c^{(2)}$, $E_c^{(3)}$:

$$E_c^{(2)} = E_c^{(1)} - D_1(E''_{c2} - E'_{c2}).$$

Значение анодного тока для различных напряжений на экранирующей сетке можно найти из уравнения

$$i_a = S [e_c + D_1(E_{c2} - E_{c20})] = S (e_c - E'_{c2}).$$

Здесь E_{c20} — напряжение на экранирующей сетке, при котором идеализированная СХ анодного тока проходит через начало координат. Эти соотношения справедливы при $e_a > E_{c2}$.

По имеющимся СХ тока экранирующей сетки i_{c2} можно построить ДХ аналогично тому, как это сделано для ДХ анодного тока триода (см. § 2.3). На рис. 2.24, а (кривая АВС) приведена ДХ тока i_{c2} для тетрода

или пентода в недонапряженном режиме (класс В). Динамическая характеристика тока экранирующей сетки i_{c2} при работе тетрода в классе А приведена на том же рисунке (кривая $A_1 B_1 C_1$).

Импульсы тока экранирующей сетки при работе тетродов и пентодов в ННР имеют почти косинусоидальную форму с отсечкой. По мере увеличения напряженности режима амплитуда импульсов i_{c2} растет за счет удлинения вершины.

Энергетику цепи экранирующей сетки рассчитывают по той же методике, что и для управляющей сетки.

По СХ для тока i_{c2} по полученным из расчета анодной цепи значениям $e_{c\max} = E_c + U_c$ и $e_{c\min} = E_a - U_a$ находится I_{c2m} — амплитуда импульса тока i_{c2} . Далее определяются постоянная составляющая тока I_{c20} и потребляемая этой цепью мощность P_{c20} :

$$I_{c20} = \alpha_0(\theta) I_{c2m} k_{c20} \quad \text{и} \quad P_{c20} = E_{c2} I_{c20}. \quad (2.39)$$

Здесь $k_{c20} \approx 0,6$ — коэффициент, учитывающий форму импульсов тока i_{c2} ; θ — угол отсечки, приблизительно равный углу отсечки анодного тока.

Мощность, потребляемая цепью экранирующей сетки от источника питания этой сетки, полностью рассеивается на этой сетке: $P_{c20} = I_{c20} E_{c2}$ и должна быть меньше, чем мощность $P_{c20\text{ доп}}$, взятая из справочника.

При работе тетродов в режимах с резким понижением e_a или отклонением E_a для защиты экранирующей сетки включают в схему ГВВ (см. рис. 2.22,б) сопротивление R_{c2} , ограничивающее ток i_{c2} .

Изменение напряжения на экранирующей сетке E_{c2} можно использовать для изменения параметров ГВВ. Например, для установления граничного режима следует установить $E_{c2} \approx e_{a\text{ гр}} = E_a - U_{a\text{ гр}}$ или $U_{a\text{ гр}} \approx E_a - E_{c2}$. Отсюда можно получить $\xi = U_a / E_a \approx 1 - E_{c2} / E_a$. Поскольку КПД ГВВ $\eta_a = \xi g_1 / 2$, то чем меньше будет E_{c2} , тем больше можно получить η_a . Однако при малых значениях E_{c2} для получения необходимого значения импульсов I_{am} приходится подавать большую амплитуду напряжения возбуждения U_c на первую сетку (см. рис. 2.25,б). При этом получается большой ток первой сетки, требуется большая мощность от предыдущего каскада P_{c1} , становится низким коэффициент усиления K_p .

2.11. ЛАМПОВЫЙ ГВВ ПО СХЕМЕ С ОБЩЕЙ СЕТКОЙ

При повышении рабочей частоты в схеме ГВВ увеличивается обратная связь через проходную емкость (анод — управляющая сетка) и на некоторой частоте $f_{\text{ок гр}}$ может возникнуть самовозбуждение. Поэтому, если ГВВ должен работать на частотах $f_p > f_{\text{ок}}$, лампы включают по схеме с общей сеткой (ОС). При использовании в ГВВ тетродов неустойчивость также возникает, однако на более высоких частотах $f_{\text{ок тетр}}$, чем в триодах ($f_{\text{ок тетр}} > f_{\text{ок тр}}$). Для повышения устойчивости здесь применяют

заземление управляющей сетки, т.е. используют схему, в которой по ВЧ обе сетки соединены с корпусом. Схемы ГВВ на триоде и тетроде с ОС приведены на рис. 2.26,а,б. Здесь управляющая и экранирующая сетки соединены по ВЧ с корпусом через конденсаторы C_c и C_{c2} . Напряжение возбуждения $U_{вх}$ подается на катод через разделительные конденсаторы C_p . Дроссели L_n изолируют катод по ВЧ от корпуса и создают путь для постоянной составляющей катодного тока $I_{к0} = I_{a0} + I_{c0}$ и тока канала I_n . На анод, первую и вторую сетки подаются напряжения E_a , E_c и E_{c2} , устанавливающие для лампы рабочий режим. Контур $L_k C_k$ настраивается в резонанс с рабочей частотой передатчика и является анодной нагрузкой лампы.

Упрощенная схема ГВВ с ОС для токов и напряжений первой гармоники приведена на рис. 2.26,в. Эта схема справедлива также и для случая ГВВ на триоде — нужно только исключить цепь экранирующей сетки, а в приводимых ниже формулах приравнять нулю ток экранирующей сетки I_{c21} . Из схемы следует, что в ГВВ с ОС имеются два последовательно соединенных источника переменного тока ВЧ: источник возбуждения с напряжением U_b и внутренним сопротивлением R_b , через который протекает весь катодный ток $I_{к1} = I_{a1} + I_{c1} + I_{c21}$, и лампа ГВВ, создающая напряжение U_a , в которой катодный ток разветвляется по трем цепям: анодной I_{a1} , управляющей I_{c1} и экранирующей I_{c21} сеткам.

Из схемы на рис. 2.26,в следует также, что мгновенные напряжения $u_b(t)$ (между точками b и 0) и $u_a(t)$ (между точками a и k) синфазны, поскольку напряжение катод—сетка противофазно напряжению сетка—катод, а последнее противофазно напряжению анод—катод. Поэтому напряжения на нагрузке ГВВ

$$U_k = I_{a1} R_3 = U_b - I_{к1} R_b + U_a = U_c + U_a. \quad (2.40)$$

Мощность, потребляемая каскадом от возбуждителя,

$$P_{вх} = 0,5 U_c I_{к1} = 0,5 U_c (I_{a1} + I_{c1} + I_{c21}). \quad (2.41)$$

Мощность, отдаваемая каскадом в нагрузку,

$$P_l = 0,5 U_k I_{a1} + 0,5 U_c I_{a1} + 0,5 U_a I_{a1}. \quad (2.42)$$

В этих формулах мощность $P' = 0,5 U_c (I_{c1} + I_{c21})$ вырабатывается источником возбуждения и идет на образование токов управляющей и экранирующей сеток; мощность $P_{прох} = 0,5 U_c I_{a1}$, так называемая проходная мощность, вырабатывается также источником возбуждения и транспортируется через лампу в нагрузку R_3 . Наконец, мощность $P'' = 0,5 U_a I_{a1}$ вырабатывается лампой и поступает в нагрузку.

Относительное значение проходной мощности на выходе каскада $G_{пр} = P_{прох}/P_l$ может быть приблизительно оценено, если положить $I_{a1} \approx S U \gamma_1$. Тогда $G_{пр} \approx 1/(SR_3 \gamma_1)$. Следовательно, с увеличением крутизны лампы в ГВВ с ОС уменьшаются $P_{прох}$ и необходимая мощность возбу-

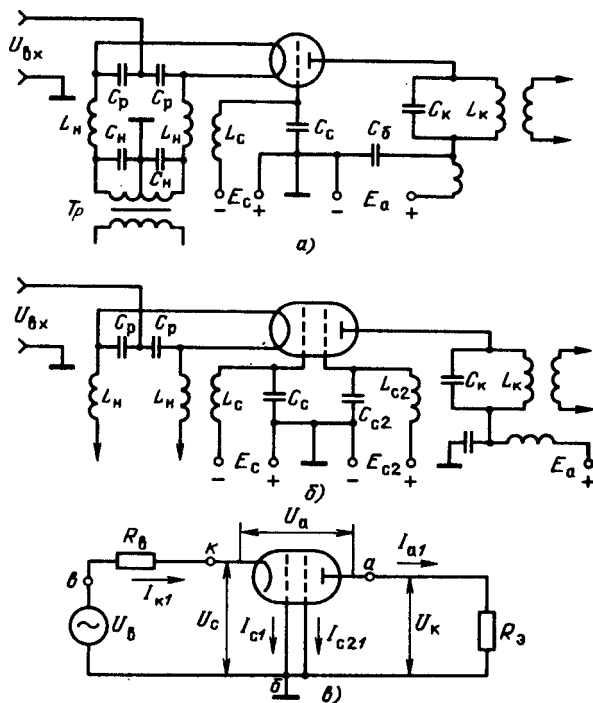


Рис. 2.26. Схемы триодного и тетродного ГВВ с ОС

дителя. При условии $P' < P_{\text{прох}}$ коэффициент усиления каскада по мощности $K_p = (1 + G)/G$.

Генератор с внешним возбуждением и общей сеткой ОС можно рассматривать как усилитель с отрицательной обратной связью (ООС) по току (см. рис. 2.26, б). Действительно, анодный ток I_{a1} обтекает весь контур (абвк) и на сопротивлении R_b создается напряжение ООС. Напряжение на управляющей сетке $U_c = U_b + I_{k1} R_b$, а коэффициент ООС в децибелах

$$\gamma_{\text{ООС}} = 20 \lg [U_b - R_b (I_{c1} + I_{c21} + I_{a1})].$$

При использовании ГВВ с ОС в качестве линейного усилителя модулированных колебаний наличие ООС может улучшать или ухудшать линейность амплитудной характеристики усилителя $I_{a1} = f(U_b)$ в зависимости от относительного значения токов $\Gamma_{c1} = I_{c1}/I_{a1}$ и $\Gamma_{c21} = I_{c21}/I_{a1}$.

Рисунок 2.27 иллюстрирует два случая. В первом (рис. 2.27, а) токи I_{c1} и I_{c21} значительны и имеют кривизну, обратную кривизне тока I_{a1} . График тока $I_{k1} = I_{a1} + I_{c1} + I_{c21}$ показан штрихпунктирной линией.

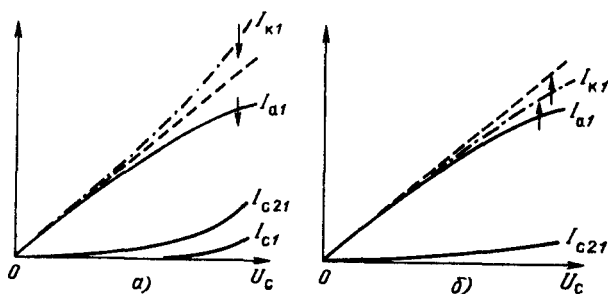


Рис. 2.27. Модуляционные характеристики ГВВ с ОС

Поскольку при увеличении γ действие ООС сводится к выпрямлению графика $I_{k1} = f(U_b)$ (при больших γ график для I_{k1} совпадает со штриховой линией), то график для I_{a1} (главная составляющая I_{k1}) будет дополнительно изгибаться (стрелка вниз) и нелинейность АХ $I_{a1} = f(U_b)$ увеличится.

Во втором (рис. 2.27, б) сумма токов $I_{c1} + I_{c21}$ мала по сравнению с током I_{a1} и имеет небольшую кривизну. В этом случае при увеличении γ график зависимости для I_{k1} выпрямляется и вместе с ним выпрямляется график зависимости $I_{a1} = f(U_b)$, а АХ усилителя становится более линейной [74].

Таким образом, влияние ООС на линейность АХ ГВВ с ОС может быть полезным только в том случае, если относительные токи I'_{c1} и I'_{c21} много меньше единицы, а характеристики их сравнительно линейны.

2.12. ИЗМЕНЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ГВВ ПРИ ИЗМЕНЕНИИ ПАРАМЕТРОВ РЕЖИМА

Ранее была рассмотрена работа триодных и тетродных ГВВ с реальными СХ (см. § 2.4) и идеализированными СХ (см. § 2.5—2.10). Полученные результаты позволяют, если заданы лампа с ее характеристиками и исходные параметры режима $E_a, E_c, E_{c2}, U_c, U_a$, определить все остальные параметры данного режима: токи, мощности, напряжения, КПД и т.д.

Однако для практического выбора наиболее приемлемого режима для ГВВ необходимо представлять, как изменяются токи, напряжения, мощности и другие параметры при изменении исходных параметров, т.е. располагать характеристиками, связывающими различные параметры режимов.

Рассмотрим получение таких характеристик, например, для следующего случая. Пусть заданы лампа со своими СХ и параметры $E_a = \text{const}$, $E_c = \text{const}$, $R_{экв} = \text{const}$, а параметр U_c изменяется в пределах $0 \leq U_c \leq$

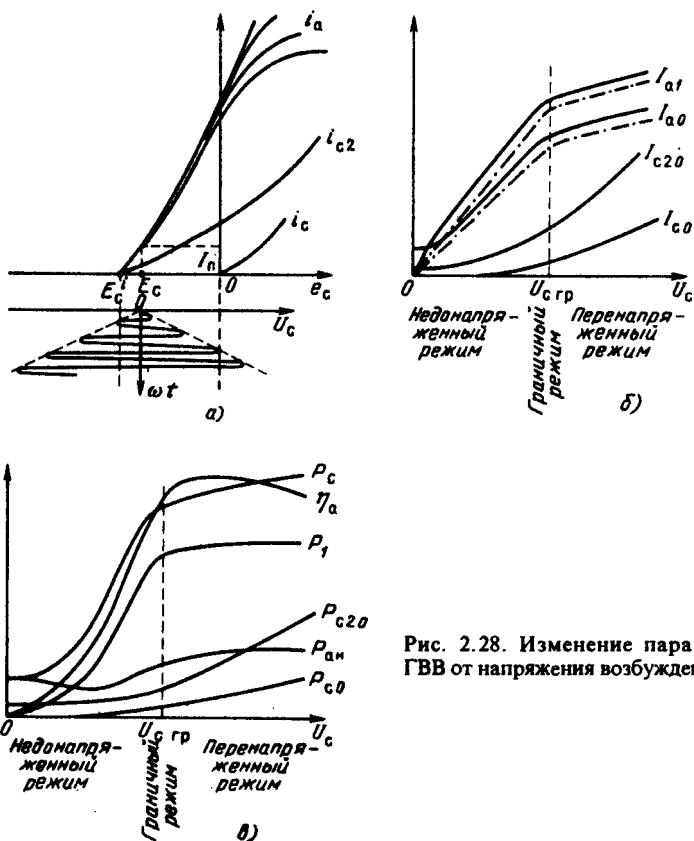


Рис. 2.28. Изменение параметров ГВВ от напряжения возбуждения

$\leq U_{c \max}$. При этом интервал $0 \dots U_{c \max}$ выберем таким, чтобы при $U_c < U_{c гр}$ имел место недонапряженный режим (ННР), а при $U_c > U_{c гр}$ — перенапряженный режим (ПНР). По СХ лампы (см. рис. 2.28,а) для различных амплитуд возбуждения (на рис. 2.28,а это условие обозначено в виде колебания с линейно нарастающей амплитудой напряжения) рассчитываются значения токов I_{a1} , I_{a0} , I_{c0} и I_{c2} и строятся соответствующие характеристики (рис. 2.28,б).

Теперь по известным формулам, например $P_1 = 0,5 I_{a1}^2 R_{эка}$ и $P_0 = I_{a0} E_a$, можно рассчитать и построить в зависимости от величины U_c характеристики для P_1 , P_0 , η_a , P_{c20} , $P_{ан}$, P_{c0} (рис. 2.28,в). Таким же образом можно получить характеристики для ряда дополнительных показателей, например для I_{a2} и I_{a3} — гармоник анодного тока, для первых гармоник тока управляющей I_{c1} и экранирующей I_{c21} сеток,

для амплитуды напряжения на аноде U_a и коэффициента использования анодного напряжения ξ .

Поскольку для этих характеристик (рис. 2.28, б, в), а также для всех последующих в этом параграфе интервал изменения параметра включает значение параметра, при котором имеет место граничный режим ($0 < U_{cгр} < U_{cmax}$), то все поле характеристик разделяется на две области: ННР и ПНР.

Рассмотрим теперь, как влияет изменение амплитуды U_c на работу ГВВ. Прежде всего отметим, что характер некоторых графиков зависит от выбранного значения E_c . На рис. 2.28, а выбрано $E_c > E'_c$, вследствие чего даже при $U_c = 0$ имеют место токи $i_a = I_n$ и $I_{c2} = I_{пс2}$, называемые *токами покоя*. Поэтому и графики для P_0 , $P_{ан}$ и P_{c2} начинаются не из нуля. Если выбрать $E_c < E'_c$, то токи i_a и i_c появятся лишь при $U_c = E'_c - E_c$ и все графики, кроме I_{c0} и P_{c0} , начнутся из нуля при напряжении $U_c = U'_c$. При $E_c = E'_c$ угол отсечки $\theta = 90^\circ$, при всех значениях U_c характеристики для I_{a1} и I_{a0} начинаются из нуля и выпрямляются в нижней части (см. штрихпунктирные графики на рис. 2.28, б). Именно такое напряжение смещения выбирают в усилителях модулированных колебаний в передатчиках с АМ и ОМ (см. гл. 6 и 7). В ННР при увеличении U_c токи I_{a0} , I_{a1} , I_{c20} , I_{c0} растут почти пропорционально U_c , мощность P_0 — пропорционально току I_{a0} , а мощность P_1 — пропорционально U_c^2 . Поскольку мощность P_1 растет быстрее, чем P_0 , КПД η_a увеличивается и достигает максимума вблизи граничного режима.

В ПНР при увеличении U_c рост анодных токов существенно замедляется, и поэтому все показатели анодной цепи мало изменяются. Токи управляющей сетки в триоде и токи экранирующей сетки в тетраде, напротив (рис. 2.28, в), быстро увеличиваются.

Влияние изменения напряжения смещения E_c на работу ГВВ с триодом при $E_a = \text{const}$, $U_c = \text{const}$ и $R_{эвк} = \text{const}$ иллюстрирует рис. 2.29, а, б. При больших отрицательных напряжениях на управляющей сетке лампа заперта и $i_a = i_c = 0$. По мере увеличения напряжения смещения (вправо по оси абсцисс) можно достичь такого смещения $E_c = E'_c - U_c$, при котором появляется анодный ток. Ток управляющей сетки возникнет при напряжении смещения $E_c = -U_c$.

В области ННР ток управляющей сетки мал, а составляющие анодного тока I_{a1} и I_{a0} быстро растут, причем в некотором интервале $E_{c1} - E_{c2}$ этот рост оказывается пропорциональным изменению E_c . В соответствии с токами I_{a0} , I_{a1} , I_{c0} изменяются мощности P_0 , P_1 и P_{c0} и КПД η_a (рис. 2.29, б). Отметим, что мощность $P_{ан}$, рассеиваемая на аноде, сначала довольно быстро растет из-за быстрого роста P_0 , затем достигает максимума и несколько снижается к граничному режиму теперь уже вследствие быстрого роста P_1 и η_a .

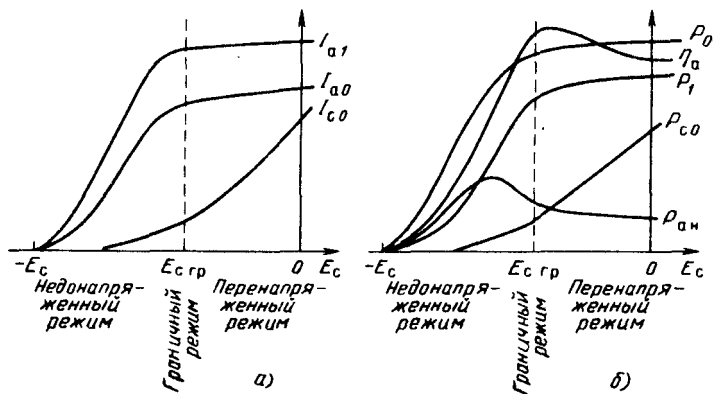


Рис. 2.29. Измененне параметров ГВВ в зависимости от напряжения питания

В ПНР показатели анодной цепи изменяются мало: лишь по мере увеличения E_c быстро нарастают I_{c0} и P_{c0} , а также не указанные на рис. 2.29 первая гармоника тока управляющей сетки I_{c1} и мощность P_{c1} , потребляемая от предыдущего каскада.

Этот способ изменения режимов широко использовался на практике при реализации модуляции изменением напряжения смещения (сеточная модуляция). При этом интервал изменений E_c выбирался лишь в пределах ПНР, где $\Delta i_a \approx \Delta E_c$.

Отметим также, что при изменении U_c и E_c в ПНР показатели анодной цепи (P_1 , P_0 , η_0) изменяются очень слабо. Эта особенность используется при построении каскадов передатчиков для усиления немодулированных по амплитуде колебаний, в которых допускается заметный разброс значений U_c и E_c .

Влияние изменения E_a на работу ГВВ будем рассматривать при условии, что E_c , U_c , $R_{экв}$ и, следовательно, $e_{c \max}$ неизменны. Если $E_a = 0$, то режим сильно перенапряженный: $I_{a0} = I_{a1} = 0$, а следовательно, и $e_{ост} = I_{ам}/S_{гр} = 0$. Это означает, что весь катодный ток идет по сеточной цепи и очень велик (рис. 2.30,а). Мощность, рассеиваемая на сетке, может оказаться много больше допустимой.

При подаче E_a и дальнейшем его увеличении появляются и почти линейно увеличиваются величины I_{a0} , I_{a1} , U_a . Благодаря перераспределению катодного тока ток сетки снижается. Поскольку токи I_{a0} и I_{a1} изменяются в области ПНР почти пропорционально E_a , а мощности P_0 и P_1 — пропорционально квадрату E_a , величины ξ и η_a в этой области остаются почти неизменными.

Вместе с ростом E_a растет $e_{ост} = E_a(1 - \xi)$. При $e_{ост} \approx e_{c \max} = E_c + U_c$ перераспределение катодного тока почти заканчивается, сеточный ток

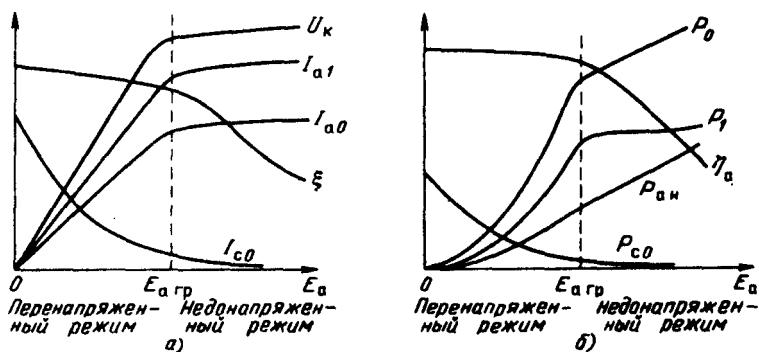


Рис. 2.30. Влияние изменения анодного напряжения на параметры ГВВ

становится малым, а анодный ток определяется пологой частью СХ. Режим становится граничным; $e_{a \text{ ост}} = e_{a \text{ гр}}$, а затем при дальнейшем увеличении E_a переходит в ННР. В ННР при увеличении E_a ток (I_{a0} , I_{a1}) и напряжение U_a почти не растут, коэффициенты ξ и η_a уменьшаются, а мощности $P_0 = I_{a0}E_a$ и $P_{ан} = P_0 = P_1$ увеличиваются. Дальнейший рост E_a ограничен допустимой мощностью рассеяния на аноде лампы $P_{ан \text{ доп}}$. Наличие линейной зависимости I_{a1} от E_a в ПНР широко используется в каскадах с анодной модуляцией.

Большой практический интерес представляют зависимости характеристик ГВВ от сопротивления анодной резонансной нагрузки. На рис. 2.31, а, б приведены соответствующие характеристики. При $R_{эвк} < R_{эвк \text{ гр}}$ имеет место ННР. При увеличении $R_{эвк}$ от нуля снижаются величины I_{a0} ,

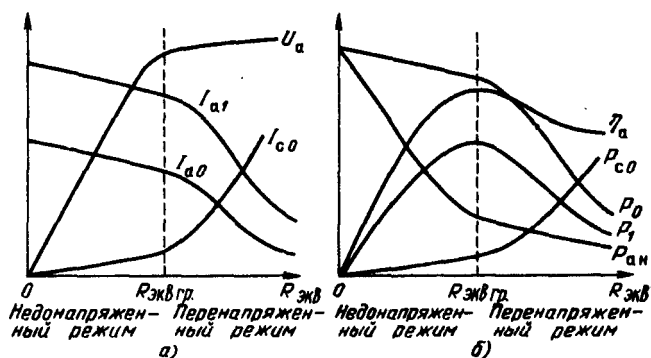


Рис. 2.31. Зависимость параметров ГВВ от сопротивления анодной нагрузки

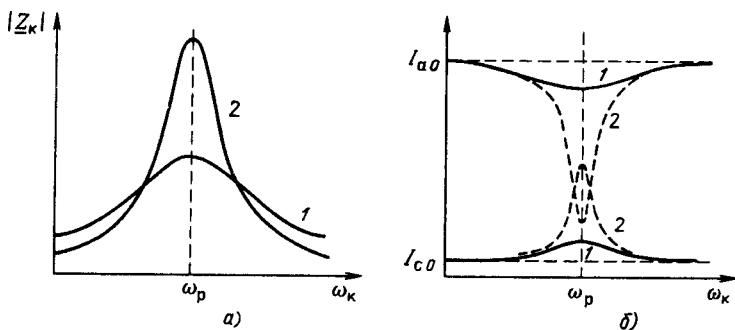


Рис. 2.32. Изменение токов ГВВ при настройке

I_{a1} , P_0 , быстро уменьшается мощность $P_{ан}$, почти пропорционально $R_{экв}$ растут U_a и ξ , возрастают величины P_0 , P_1 , I_{c0} и P_{c0} .

В области ПНР по мере увеличения $R_{экв}$ ($R_{экв} > R_{экв гр}$) быстро снижаются значения токов I_{a0} , I_{a1} и мощностей P_0 и P_1 , напряжение U_a и величина ξ слабо растут, быстро увеличиваются показатели сеточной цепи P_{c0} , I_{c0} , I_{c1} , P_{c1} .

Приведенные на рис. 2.31, а, б характеристики полезны при проектировании ГВВ, когда величина $R_{экв}$ задается в качестве исходной. Эти же характеристики можно использовать для объяснения применяемого на практике метода настройки анодных контуров ГВВ в резонанс с частотой напряжения возбуждения ω . При изменении L_k или C_k колебательного контура изменяется сопротивление колебательного контура $|Z_k|$ на рабочей частоте ω . На рис. 2.32, а показано, как изменяется $|Z_k|$ для контуров с малой (кривая 1) и большой (кривая 2) добротностью. При больших расстройках $|Z_k|$ мало, режим недонапряженный, $I_{a0} \gg I_{c0}$. По мере приближения к резонансу ($\omega_k = \omega$) сопротивление $|Z_k|$ увеличивается, ток I_{a0} достигает минимума, а ток I_{c0} — максимума (рис. 2.32, б). При этом, если контур слабо загружен (Q — большое), значение $|Z_k|$ оказывается большим, ГВВ переходит в сильноперенапряженный режим, ток I_{c0} приобретает резкий максимум, а ток I_{a0} — глубокий минимум.

Для тетрода при изменении напряжения E_{c2} изменяется напряжение отсечки E'_c (см. рис. 2.15). Поэтому характеристики ГВВ при изменении E_{c2} можно свести к характеристикам при изменении E_c .

Важные характеристики ГВВ получаются при одновременном и зависимом изменении двух параметров. Например, если в ГВВ на тетроде изменять E_a и $E_{c2} = kE_a$ по линейному закону, то можно получить линейную зависимость $I_{a1} = f(E_a)$. Этот факт широко применяют при реализации анодно-экранной модуляции (см. гл. 6. Здесь и далее k — постоянный коэффициент).

При усилении амплитудно-модулированных сигналов изменяется величина U_c . Если при этом ввести дополнительное изменение E_a по закону $E_a(t) = e_{aгр} + kU_c$, то можно режим лампы удерживать все время вблизи граничного; в этом случае КПД усилителя будет почти неизменным и равным КПД в граничном режиме.

2.13. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ВЫСШИХ ГАРМОНИК В ГВВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ КПД И ПОЛЕЗНОЙ МОЩНОСТИ

В § 2.8 приводились оценки КПД для резонансных ГВВ. При $\xi = U_a/E_a = 0,9$, $\theta = 90^\circ$ и $g_1 = 1,57$ КПД анодной цепи $\eta_a = \xi g_1/2 = 0,7$, т. е. 30 % потребляемой мощности рассеивается на аноде лампы. Эта оценка относится к средней потребляемой мощности за период ВЧ. Но лампа может работать с отсечкой тока i_a , и, следовательно, рассеиваемая мощность поступает на анод неравномерно в течение периода. Рассмотрим, насколько велика эта неравномерность, а главное — в какие моменты поступает наибольшая мгновенная рассеиваемая мощность P_i .

На рис. 2.33,а и б показаны эпюры напряжения на аноде лампы ГВВ с резонансной нагрузкой и анодного тока (кривая 1). Уравнения для этих величин $e_a(t) = E_a - U_a \cos \omega t$ и $i_a(t) = I_{ам} (\cos \omega t - \cos \theta)$ были получены

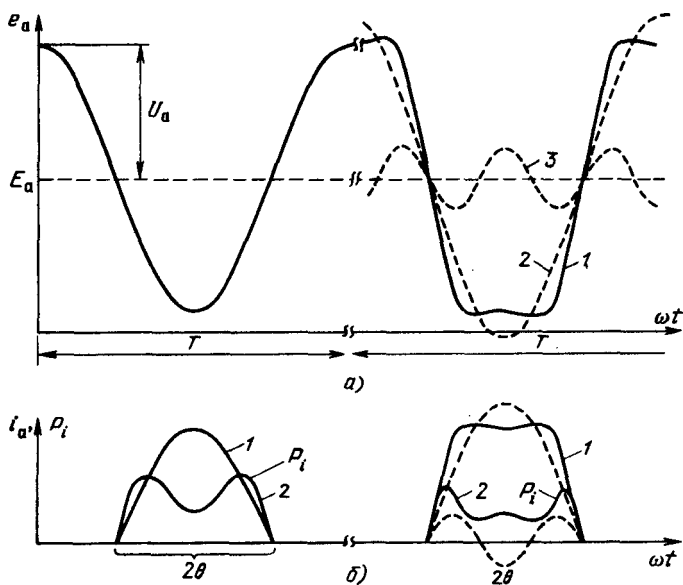


Рис. 2.33. Эпюры анодных напряжений и тока

ранее [см. (2.1) и (2.5)]. Найдем значение мгновенной мощности P_i , например, при $\theta = 90^\circ$:

$$P_i = e_a(t) i_a(t) = E_a I_{am} (\cos \omega t - \xi \cos^2 \omega t) \quad \text{при } \omega t < \theta;$$

$$P_i = e_a(t) i_a(t) = 0 \quad \text{при } \omega t > \theta.$$

На рис. 2.33,б построен график для мощности P_i (кривая 2). Он показывает, что наибольший вклад в мощность, рассеиваемую на аноде, делается в те интервалы времени (боковые скаты импульса i_a , когда $e_a(t)$ существенно больше $e_{\text{ост}} = E_a - U_a$, а значение тока $i_a(t)$ не слишком уменьшилось по сравнению с I_{am} .

Мощность, рассеиваемую на аноде, можно заметно снизить, если исказить форму импульсов анодного тока i_a и напряжения на аноде e_a так, чтобы их вершины стали более плоскими, а скаты — более крутыми. Наиболее радикальным решением является использование в ГВВ с активной (широкополосной) нагрузкой и импульсов i_a и e_a в форме меандров. В этом случае при ранее принятых значениях E_a , I_{am} , U_a и θ мгновенная мощность, рассеиваемая на аноде, $P_i = E_a I_{am} (1 - \xi)$, неизменна в пределах интервала импульса. Более подробно этот случай рассмотрен в § 2.19.

Что касается мощных ламповых ГВВ, то они строятся, как правило, с резонансной нагрузкой, и здесь для искажения формы импульсов i_a и e_a используют вторую или третью гармонику рабочей частоты. Например, если подать на управляющую сетку лампы ГВВ напряжение первой гармоники $U_{c1} \cos \omega t$ и противофазное напряжение третьей гармоники $U_{c3} \cos 3\omega t$ (см. рис. 2.33,а, штриховые линии), то в результате такого бигармонического возбуждения $U_c(t) = U_{c1} (\cos \omega t - k_{3c} \cos 3\omega t)$ импульс анодного тока приобретает форму, мало отличающуюся от прямоугольной (рис. 2.33,б; кривая 1): почти плоская вершина и очень крутые скаты.

К настоящему времени разработано несколько способов получения бигармонического возбуждения. Например, на рис. 2.34,а приведена схема сеточной цепи ГВВ, в которой бигармоническое возбуждение получается за счет сеточного тока. От предыдущего каскада с помощью катушки связи подается гармоническое напряжение $u_1 = U_c \cos \omega t$. В цепь тока i_c управляющей сетки включен резонансный контур, настроенный на частоту 3ω , на котором при прохождении сеточного тока выделяется напряжение

$$u_3(t) = U_{c3} \cos 3\omega t; \quad U_{c3} = I_{cm} \alpha_3(\theta_c) R_{\text{эвз } 3c} k_{c3}.$$

Здесь I_{cm} — амплитуда импульса i_c ; θ_c — угол отсечки сеточного тока; $\alpha_3(\theta_c)$ — коэффициент разложения косинусоидального импульса для третьей гармоники; k_{c3} — коэффициент формы импульса сеточного тока; $R_{\text{эвз } 3c}$ — резонансное сопротивление дополнительного контура.

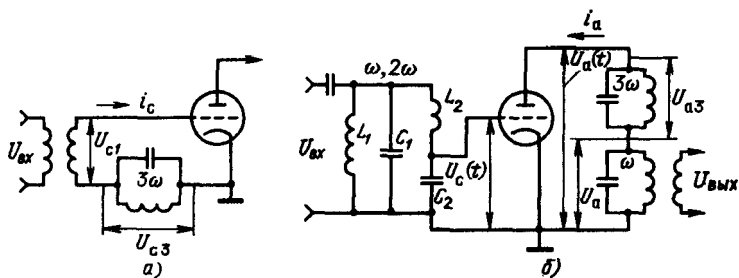


Рис. 2.34. Схемы получения бигармонического режима

Переменное напряжение, приложенное к управляющей сетке,

$$u_c(t) = u_1 + u_3 = U_{c1} \cos \omega t - U_{c3} \cos 3 \omega t = U_{c1} (\cos \omega t - k_{3c} \cos 3 \omega t).$$

Амплитуду U_{c3} и соответственно k_{3c} можно изменять путем изменения сопротивления контура, настроенного на третью гармонику $R_{\text{эв } 3c}$.

Бигармоническое возбуждение с использованием второй гармоники можно получить, если в анодную цепь предварительного каскада включить двухрезонансный колебательный контур с резонансами на частотах ω и 2ω , а угол отсечки i_a этой лампы выбрать около 90° (максимум $\alpha_2(\theta)$).

Индуктивность L_2 этого контура (рис. 2.34, б) меньше L_1 , поэтому на частоте ω ветвь $L_2 C_3$ имеет емкостное сопротивление. На частоте 2ω эта ветвь имеет небольшое индуктивное сопротивление и в контуре действуют как бы две параллельно включенные индуктивности L_1 и $L'_2 < L_2$.

Напряжение возбуждения

$$u_c(t) = U_{c1} \cos \omega t - U_{c2} \cos 2 \omega t = U_{c1} (\cos \omega t - k_{2c} \cos 2 \omega t)$$

снимается с конденсатора C_2 . Это сделано потому, что составляющие первой и второй гармоники анодного тока лампы предыдущего каскада находятся в фазе, а для образования бигармонического возбуждения фазу напряжения второй гармоники нужно повернуть на 180° .

Параметры U_{c1} и k_{2c} можно подбирать изменением режима лампы предыдущего каскада, а также изменением параметров колебательного контура $L_1 L_2 C_1 C_2$.

Наконец, уплотнения вершины импульса анодного тока можно добиться и при гармоническом возбуждении, установив режим лампы перенапряженным. Однако полезная мощность и КПД в этом случае повысятся меньше, чем при бигармоническом возбуждении.

Для искажения импульсов анодного напряжения при реализации обоих вариантов бигармонического возбуждения в анодную цепь лампы ГВВ последовательно с нагрузкой включают колебательный

контур, настроенный на третью гармонику рабочей частоты (см. рис. 2.34,б). Поскольку третья гармоника импульса с почти плоской вершиной (см. рис. 2.33,б, кривая 1) находится в противофазе с первой, то при правильной настройке контуров в анодной цепи переменное напряжение на аноде

$$u_a(t) = U_{a1} \cos \omega t - U_{a3} \cos 3 \omega t = U_{a1} (\cos \omega t - k_{3a} \cos 3 \omega t).$$

На рис. 2.33,а штриховыми линиями показаны колебания первой (2) и третьей (3) гармоник и сплошной линией изображено результирующее напряжение (1) на аноде. При определенном выборе k_{3a} импульс e_a приобретает почти плоскую вершину.

Из рис. 2.33,а и б следует, что при неизменных значениях $E_a, e_{a\text{ост}}, I_{am}$ амплитуды первых гармоник в анодном токе I_{a1} и в анодном напряжении U_{a1} при бигармоническом возбуждении заметно больше, чем при моногармоническом и, следовательно, ГВВ может отдать большую мощность.

Благодаря плоской вершине импульсов i_a и e_a существенно сокращается длительность их скатов, вследствие чего резко сокращается рассеиваемая мощность. Мгновенная рассеиваемая мощность на аноде при бигармоническом возбуждении и $\theta = 90^\circ, k_{3c} = k_{3a} = k_3$

$$P_i = E_a I_{am} (X - \xi X^2),$$

где $X = \cos \omega t - k_3 \cos 3 \omega t$. График для P_i на интервале $\pm \theta$ приведен на рис. 2.33,б (кривая 2). Сравнение его с аналогичным графиком для моногармонического возбуждения показывает, что в лампах, работающих в ГВВ с бигармоническим возбуждением, существенно снижается мощность, рассеиваемая на аноде, следовательно, увеличивается КПД анодной цепи $\eta_a = 1 - P_{an}/P_0$ и появляется возможность несколько увеличить полезную мощность.

Многочисленные теоретические и экспериментальные исследования показали, что имеются оптимальные значения для коэффициентов k_{3c}, k_{2c} и k_{3a} , при которых обеспечивается наибольшее увеличение полезной мощности P_1 и КПД. Для различных ламп и режимов значения этих коэффициентов находятся в пределах 0,15...0,25, повышение КПД может составить до 10...12%, а повышение полезной мощности — до 20%.

Изложенный выше способ увеличения полезной мощности и КПД путем реализации бигармонического режима находит широкое применение в современных мощных СВ и ДВ передатчиках с анодной модуляцией. Способ использования высших гармоник для повышения КПД ГВВ сложился в настоящем виде из идей Ценнека и Рукопа (1919 г.) — отказ от синусоидального анодного напряжения, Баркгаузена (1926 г.) — импульсы анодного тока должны иметь форму меандра, результатов исследований И. Н. Фомичева — использование третьей гармоники и А. И. Колесникова — бигармоническое возбуждение с использовани-

ем второй гармоники. Экстремальная реализация упомянутых выше идей имеет место в ГВВ с ключевым режимом (см. § 2.19).

2.14. РАБОТА ГВВ В ПЕРЕНАПРЯЖЕННОМ РЕЖИМЕ

В современных передатчиках широко применяется перенапряженный режим в ГВВ с резонансной нагрузкой. Поэтому кроме общего представления об этом режиме, которое дано в предыдущих параграфах, рассмотрим в качестве примера методику анализа параметров режима ГВВ. Эту методику можно применить для ГВВ на лампах и транзисторах во всех случаях, когда анализ режима можно проводить с использованием статических характеристик и их идеализации.

В ГВВ на генераторном триоде зададим напряжения возбуждения U_c , смещения E_c и анодного питания E_a и будем изменять сопротивление анодной нагрузки R_3 . На рис. 2.35,а приведены линия граничного режима A_1O и три статические характеристики анодного тока, снятые при $e_c = e_{c\max} = E_c + U_c$, $e_c = E_{c0}$ и $e_c = E_c$.

Характеристика для $e_{c\max}$ продолжена влево от линии граничного режима (отрезок A_2A_1); также продолжена вниз и линия граничного режима (отрезок OF_2). При увеличении R_3 от нуля (динамическая характеристика AB) можно достичь граничного режима, для которого ДХ состоит из двух отрезков: A_1B и BC . Точка C лежит на оси абсцисс правее точки B и соответствует напряжению $e_a = E_a + U_a$. Амплитуду

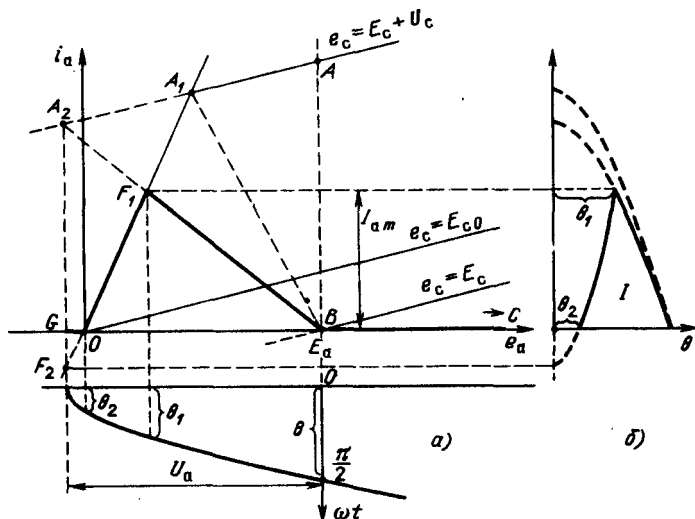


Рис. 2.35. Динамические характеристики в перенапряженном режиме

импульса анодного тока $I_{ам гр}$ для граничного режима можно найти из (2.15), подставив вместо e_a значение $e_{а гр} = E_a - U_{а гр}$:

$$I_{ам} = S_{гр} (E_a - U_{а гр}). \quad (2.43)$$

Приняв во внимание, что $I_{ам} = I_{а1}/\alpha_1$ и $I_{а1} = U_a/R_{экр}$ и подставив эти значения в (2.43), получим после преобразования

$$U_{а гр} = E_a R_{экр} / (R_{экр} + 1/S_{гр} \alpha_1). \quad (2.44)$$

Это уравнение показывает, что при условии $R_{экр} \ll 1/S_{гр} \alpha_1$ ГВВ в критическом и слабоперенапряженном режимах можно рассматривать как генератор напряжения с амплитудой ЭДС, равной E_a , внутренним сопротивлением $1/S_{гр} \alpha_1$ и нагрузкой $R_{экр}$. Следовательно, при небольшом увеличении $R_{э} > R_{экр гр}$, т. е. при переходе от критического к слабоперенапряженному режиму, для расчета U_a можно использовать (2.44), а затем по U_a , $R_{экр}$ и параметрам лампы рассчитать другие параметры ГВВ.

При значительном увеличении $R_{экр}$ режим становится перенапряженным, в импульсе анодного тока появляется провал, который при дальнейшем увеличении напряженности режима углубляется, может достичь оси абсцисс; затем в импульсе появляется внутренний (нижний) угол отсечки η_2 , и импульс разделяется на две симметричные части. На рис. 2.35,а именно для такого случая показана динамическая характеристика GOF_1BC , а на рис. 2.35,б изображен импульс анодного тока (сплошные линии). Гармонический анализ импульса I (см. рис. 2.35,б) с целью нахождения постоянной составляющей $I_{а0}$ и амплитуды первой гармоники $I_{а1}$ анодного тока можно выполнить, сведя эту задачу к рассмотренной выше в § 2.8.

Поскольку преобразование Фурье является линейным, то при его выполнении можно какой-нибудь сложный сигнал заменить алгебраической суммой нескольких более простых. Поступая согласно данному правилу в рассматриваемом случае, постоянную составляющую и амплитуду первой гармоники $I_{а1}$ для анодного тока в виде импульсов (I) можно определить как алгебраические суммы этих составляющих для вспомогательных усеченных косинусоидальных импульсов I_1, I_2, I_3, I_4 (рис. 2.36):

$$\begin{aligned} I_{а0}(I) &= I_{а0}(I_1) - I_{а0}(I_2) - I_{а0}(I_3) + I_{а0}(I_4); \\ I_{а1}(I) &= I_{а1}(I_1) - I_{а1}(I_2) - I_{а1}(I_3) + I_{а1}(I_4). \end{aligned} \quad (2.45)$$

Значения отдельных составляющих в (2.45) определяют из ранее полученного соотношения (2.26), например

$$I_{а0}(I_l) = I_l \alpha_0(\theta_l); \quad I_{аn}(I_l) = I_l \alpha_n(\theta_l). \quad (2.46)$$

Здесь I_l , где $l = 1, \dots, 4$, — амплитуды вспомогательных импульсов I_1, I_2, I_3, I_4 ; θ — соответствующие им углы отсечки θ, θ_1 и θ_2 (рис. 2.36).

Амплитуды и углы отсечки для вспомогательных импульсов определяются из рис. 2.35 и ранее полученных соотношений:

$$\begin{aligned} I_1 &= S(U_c - DU_a)(1 - \cos \theta); I_3 = S_{гр} U_a (1 - \cos \theta_1); \\ I_2 &= S(U_c - DU_a)(1 - \cos \theta_1); I_4 = S_{гр}(U_a - E_a), \end{aligned} \quad (2.47)$$

где

$$\begin{aligned} \cos(\theta) &= -(E_c - E')/(U_c - DU_a); \\ \cos(\theta_1) &= U_{а гр}/U_a = \xi_{гр}/\xi; \\ \cos(\theta_2) &= E_a/U_a = 1/\xi. \end{aligned} \quad (2.48)$$

Значения $I_{a0}(I)$ и $I_{a1}(I)$ можно теперь вычислить, если (2.47) и (2.48) соответственно подставить в (2.46) и затем в (2.45). Однако процедура вычисления существенно упростится, если ввести α - и γ -функции для сложного импульса (I) с двумя или тремя углами отсечки:

$$\begin{aligned} I_{a0} &\cong I_{ам} \alpha_{0 сл}; I_{a0} = S(U_c - DU_a) \gamma_{0 сл}; \\ I_{a1} &= I_{ам} \alpha_{1 сл}; I_{a1} = S(U_c - DU_a) \gamma_{1 сл}. \end{aligned} \quad (2.49)$$

Если ввести параметр $A = \cos(\theta_1 - \cos \theta)/(1/\xi - \cos \theta)$ и учесть, что $I_{ам} = I_1 - I_2 = S(U_c - DU_a) \cos(\theta_1 - \cos \theta)$, то после довольно сложных преобразований получим

$$\begin{aligned} \gamma_{0 сл} &= \gamma_0(\theta) - (1 - A)\gamma_0(\theta_1) + A\gamma_0(\theta_2); \\ \gamma_{1 сл} &= \gamma_1(\theta) - (1 + A)\gamma_1(\theta_1) + A\gamma_1(\theta_2). \end{aligned} \quad (2.50)$$

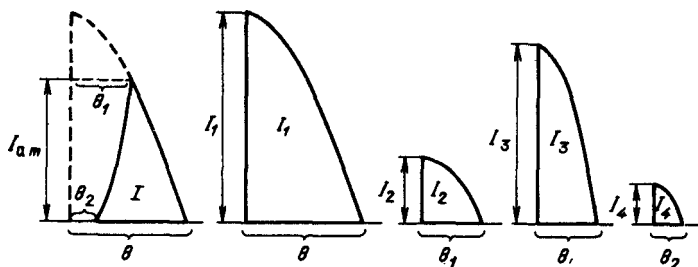


Рис. 2.36. Составляющие импульса анодного тока

Коэффициенты $\alpha_{0\text{ сл}} = \gamma_{0\text{ сл}}/(\cos \theta_1 - \cos \theta)$; $\alpha_{1\text{ сл}} = \gamma_{1\text{ сл}}/(\cos \theta_1 - \cos \theta)$. Для слабоперенапряженного режима, когда $U_a < E_a$, $\theta_2 = 0$ и $\gamma_0(\theta_2) = \gamma_1(\theta_2) = 0$, третий член в выражениях для $\gamma_{0\text{ сл}}$ и $\gamma_{1\text{ сл}}$ обращается в нуль.

Рассчитывать параметры режима цепей управляющей сетки в триодах и экранирующей сетки в тетрадах, работающих в перенапряженном режиме, целесообразно с применением реальных СХ, так, как это было изложено в § 2.10.

При проектировании ГВВ, использующих перенапряженный режим, необходимо учитывать следующее. Выходное сопротивление ЭП (триодов, тетродов, транзисторов), работающих в ННР, обычно больше сопротивления оптимальной нагрузки. В ПНР в течение времени верхней отсечки выходное сопротивление ЭП ($R_{\text{вПНР}} = 1/\alpha_1 S_{\text{гр}}$) снижается на один-два порядка; ЭП становится эквивалентным генератору напряжения, резко снижается фильтрация гармоник в контуре, связанном с ЭП. Это явление особенно заметно, если контур сильно связан с ЭП и имеет высокую рабочую добротность Q_p .

2.15. РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ЛАМПОВОГО ГВВ

При проектировании радиопередатчиков возникает необходимость расчета параметров его каскадов. При расчете ламповых ГВВ чаще всего приходится решать одну из следующих трех задач:

1. Заданы рабочая частота (или диапазон рабочих частот) и необходимая мощность на первой гармонике P_1 . Выбираются из справочника подходящий тип лампы и номиналы источников питания (E_a , E_{c2}) и рассчитываются параметры ГВВ в выбранном для рассчитываемого каскада режиме.

2. Заданы рабочая частота, тип лампы, питающие напряжения и максимальное значение сопротивления анодной нагрузки $R_{\text{экв}}$. Эта задача чаще всего возникает при проектировании передатчиков в диапазоне УКВ и СВЧ (УКВ ЧМ вещание, телевидение), где эквивалентное сопротивление $R_{\text{экв}}$ из-за конструктивных особенностей контуров не может быть любым. Расчет производится обычно для наибольшей полезной мощности при заданных условиях, т. е. для граничного или слабоперенапряженного режима.

3. При модернизации передатчиков, переводе их на другие лампы в исходных данных кроме рабочего диапазона частот, типа лампы и номиналов питающих напряжений может оказаться заданным максимальное значение постоянной составляющей анодного тока $I_{a0\text{ max}}$. Это значение может ограничиваться имеющейся в передатчике системой питания. Рассчитывается режим максимальной мощности.

При дальнейшем изложении будем исходить из того, что параметры заданной или выбранной лампы известны, выбран угол отсечки и най-

дены из таблиц коэффициенты $\alpha_0(\theta)$, $\alpha_1(\theta)$, $\gamma_0(\theta)$, $\gamma_1(\theta)$ и др., а при выборе питающих напряжений и полезной мощности учитываются разрешенные допуски и требования надежности (см. гл. 11).

Порядок расчета ГВВ на триоде в граничном режиме. Возможны три варианта расчета:

1. Заданы P_1 , E_a и θ . Тогда определяют:

1. Коэффициенты использования анодного напряжения по (2.35):

$$\xi_{гр} = 0,5 + 0,5\sqrt{1 - 8P_1/\alpha_1 S_{гр} E_a^2};$$

2. Амплитуду напряжения на аноде: $U_a = \xi_{гр} E_a$.

3. Амплитуду первой гармоники анодного тока: $I_{a1} = 2P_1/U_a$.

4. Постоянную составляющую анодного тока: $I_{a0} = I_{a1} \alpha_0(\theta)/\alpha_1(\theta)$.

5. Мощность, потребляемую анодной цепью: $P_0 = E_a I_{a0}$.

6. Мощность, рассеиваемую на аноде: $P_0 = P_a - P_1$.

Следует обязательно по справочнику проверить допустимое значение этой мощности: $P_a \leq P_{a \text{ доп}}$.

7. Коэффициент полезного действия анодной цепи: $\eta_a = P_1/P_0$.

8. Сопротивление анодной нагрузки: $R_3 = U_a/I_{a1}$.

9. Амплитуду напряжения возбуждения: $U_c = DU_a + I_{a1}/[\alpha_1 S (1 - \cos \theta)]$.

10. Напряжение смещения: $E_c = -(U_c - DU_a) \cos \theta + E'_c$.

11. Максимальное значение модуля напряжения на сетке $|e_c|$: $|e_c|_{max} = |E_c - U_c|$.

Взяв из справочника значение $e_{c \text{ доп}}$, необходимо проверить, не превышает ли $|e_c|_{max}$ допустимое значение: $|e_c|_{max} \leq e_{c \text{ доп}}$.

12. Максимальное напряжение на сетке и остаточное напряжение на аноде: $e_{c \text{ max}} = E_c + U_c$; $e_{a \text{ ост}} = E_a - U_a$.

При этих величинах следует проверить по реальным характеристикам возможность расчетного импульса анодного тока $I_{am} = I_{a1}/\alpha_1(\theta)$.

13. Ток I_{cm} по характеристикам сеточного тока для $e_{c \text{ max}}$ и $e_{a \text{ ост}}$.

14. Угол отсечки сеточного тока: $\theta_c = \arccos(-E_c/U_c)$.

15. Постоянную составляющую и амплитуду первой гармоники сеточного тока: $I_{c0} = I_{cm} \alpha_0(\theta_c) k_{c0}$; $I_{c1} = I_{cm} \alpha_1(\theta_c) k_{c1}$.

16. Мощность, потребляемую цепью сетки от предыдущего каскада: $P_{c1} = U_c I_{c1}/2$.

17. Мощность, потребляемую от источника смещения: $P_{c0} = E_c I_{c0}$.

18. Мощность, рассеиваемую на управляющей сетке: $P_c = P_{c1} + P_{c0}$.

Необходимо сделать проверку, допустима ли мощность P_c : $P_c \leq P_{c \text{ доп}}$.

II. Заданы $R_{\text{экв}}$ и E_a . В этом случае определяют:

1. Коэффициент использования анодного напряжения по (2.34):
 $\xi_{\text{гр}} = \alpha_1(\theta) S_{\text{гр}} R_{\text{экв}} / [1 + \alpha_1(\theta) S_{\text{гр}} R_{\text{экв}}]$.

2. Амплитуду напряжения на аноде: $U_a = \xi_{\text{гр}} E_a$.

3. Амплитуду первой гармоники анодного тока: $I_{a1} = U_a / R_{\text{экв}}$.

4. Отдаваемую ГВВ полезную мощность: $P_1 = U_a I_{a1} / 2$.

Дальнейший расчет производится по пп. 4 — 18 предыдущего варианта.

III. Заданы $I_{a0} = I_{a0 \text{ max}}$ и E_a . В этом случае определяют:

1. Коэффициент использования анодного напряжения по (2.33):
 $\xi_{\text{гр}} = 1 - I_{a0} / [\alpha_0(\theta) S_{\text{гр}} E_a]$.

2. Амплитуду напряжения на аноде: $U_a = \xi_{\text{гр}} E_a$.

3. Первую гармонику анодного тока: $I_{a1} = I_{a0} \alpha_1(\theta) / \alpha_0(\theta)$.

4. Отдаваемую ГВВ полезную мощность: $P_1 = U_a I_{a1} / 2$.

Дальнейший расчет производится по пп. 4 — 18 первого варианта.

Расчет ГВВ в недонапряженном режиме. В этом случае определяют $\xi_{\text{гр}}$, U_a или другие параметры для граничного режима, а затем снижают в необходимой степени один из параметров $\xi < \xi_{\text{гр}}$, $U_a < U_{a \text{ гр}}$ или $U_c < U_{c \text{ гр}}$ и производят расчет остальных параметров режима.

Расчет ГВВ в слабонапряженном режиме. В этом режиме (близком к граничному) мощность P_1 снижается по мере увеличения $R_{\text{экв}}$ в соответствии с (2.30) и рис. 2.21. В ГВВ с реальными лампами вследствие более плавных изгибов характеристик изменения мощности P_1 слабее. Поэтому если заданы P_1 , E_a и тип лампы и нужно рассчитать параметры ГВВ в слабоперенапряженном режиме, то определяют:

1. Коэффициент использования анодного напряжения в граничном режиме: $\xi_{\text{гр}} = 0,5 + 0,5\sqrt{1 - 8P_1 / \alpha_1(\theta) S_{\text{гр}} E_a^2}$.

2. Для слабоперенапряженного режима выбирают $1 > \xi > \xi_{\text{гр}}$. Например для каскадов усиления ЧМ колебаний или каскадов с АМ при расчете режима максимальной мощности часто принимают $\xi = (1, 02... \dots 1, 05) \xi_{\text{гр}}$.

В последующем расчете используются формулы из § 2.14.

3. Верхний угол отсечки импульса анодного тока (2.48):
 $\theta_1 = \arccos(\xi_{\text{гр}} / \xi)$.

4. Нижний внутренний угол отсечки (только для сильноперенапряженного режима): $\theta_2 = \arccos(1 / \xi)$.

5. Параметр $A = (\cos \theta_1 - \cos \theta) / (1 / \xi - \cos \theta)$.

6. Сложные коэффициенты разложения (2.50):

$$\gamma_{0\text{сл}} = \gamma_0(\theta) - (1 + A)\gamma_0(\theta_1); \quad \alpha_{0\text{сл}} = \gamma_{0\text{сл}}/(\cos\theta_1 - \cos\theta);$$

$$\gamma_{1\text{сл}} = \gamma_1(\theta) - (1 + A)\gamma_1(\theta_1); \quad \alpha_{1\text{сл}} = \gamma_{1\text{сл}}/(\cos\theta_1 - \cos\theta).$$

7. Амплитуду напряжения на аноде: $U_a = \xi E_a$.

8. Амплитуду первой гармоники анодного тока: $I_{a1} = 2P_1/U_a$.

9. Постоянную составляющую анодного тока: $I_{a0} = I_{a1}\alpha_{0\text{сл}}/\alpha_{1\text{сл}}$.

Далее расчет проводится в соответствии с пп. 5 — 18 первого варианта. Для проверки правильности расчета следует сопоставить величины $e_{c\text{ max}} = E_c + U_c$ и $e_{a\text{ ост}} = E_a - U_a$. В очень слабоперенапряженном режиме эти величины различаются не более чем в 2 раза.

Расчет ГВВ на тетроде. Задана P_1 . Выбирают тип лампы и напряжения E_a, E_{c2} , после чего определяют:

1. По реальным характеристикам лампы, снятым при $E_{c2}, e_{a\text{ ост гр}}$ (или принимают $e_{a\text{ ост}} = E_{c2}$).

2. Амплитуду напряжения на аноде: $U_{a\text{ гр}} = E_a - e_{a\text{ ост гр}}$. При расчете в недонапряженном режиме выбирают $U_a < U_{a\text{ гр}}$.

3. Амплитуду первой гармоники анодного тока: $I_{a1} = 2P_1/U_a$.

Далее расчет проводят по пп. 4 — 18 первого варианта, учитывая, что для тетрода $D \approx 0$. Этот расчет дополняется определением параметров цепи экранирующей сетки.

4. Амплитуду импульса тока экранирующей сетки I_{c2m} по статическим характеристикам для $e_{c\text{ max}}$ и $e_{a\text{ ост}}$.

5. Постоянную составляющую тока экранирующей сетки: $I_{c20} = \alpha_0(\theta) I_{c2m} k_{c20}$;

6. Мощность, рассеиваемую на экранирующей сетке: $P_{c20} = E_{c2} - I_{c20}$. Затем проверяется допустимость этой мощности: $P_{c20} \leq P_{c20\text{ доп}}$.

Расчет ГВВ с триодом, включенным по схеме с ОС. Поскольку проходная мощность $P_{\text{прох}}$ обычно составляет около 5...7% выходной мощности, то при заданной полезной мощности P_1 определяют:

1. Расчетную мощность: $P_{\text{расч}} = (0,95...0,93)P_1$.

2. Параметры ГВВ в граничном режиме по пп. 1 — 18 первого варианта:

проходную мощность (2.41): $P_{\text{прох}} = U_c I_{a1}/2$;

полную выходную полезную мощность (2.42): $P_{\text{вых}} = P_{\text{расч}} + P_{\text{прох}}$;

полное сопротивление нагрузки в анодной цепи (2.40): $R_{a\text{ ОС}} = (U_c + U_a)/I_{a1}$.

2.16. ГВВ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ В ГРАНИЧНОМ И НЕДОНАПРЯЖЕННОМ РЕЖИМАХ

С середины 60-х годов стали серийно выпускаться мощные высокочастотные генераторные биполярные транзисторы (БТ). Поэтому в последние 15 — 20 лет в передатчиках многие каскады выполняются не

на лампах, а на транзисторах. Уже выпускаются полностью транзисторные коротковолновые передатчики мощностью до 1...5 кВт, а также транзисторно-ламповые передатчики мощностью 5...15 кВт (тетрод только в оконечном каскаде) и 100...500 кВт (тетроды в двух последних каскадах). Биполярные генераторные транзисторы выпускаются для частичных диапазонов до 30; 300 МГц и 2...3 ГГц с полезной мощностью до 250, 150 и 10 Вт соответственно.

Использование транзисторов в передатчиках вместо ламп позволяет повысить их механическую прочность, обеспечить мгновенную готовность к работе, увеличить надежность и благодаря низковольтному питанию повысить безопасность обслуживания. Существенным недостатком использования БТ в передатчиках является необходимость мер их защиты.

Строение БТ упрощенно показано на рис. 2.37,а. Такой транзистор состоит из кусочка кремниевого кристалла, в котором путем диффузии введены легирующие добавки. Благодаря добавкам получается трехслойная структура из полупроводников *n*- и *p*-типов. Между слоями образуются эмиттерный и коллекторный переходы.

При прохождении тока через переход из-за взаимного отталкивания носителей имеет место вытеснение тока к краям эмиттерного электрода. Поэтому мощные транзисторы, работающие с большими токами, для увеличения периметра эмиттерного электрода строят в виде множества простых БТ, соединенных параллельно и выполненных либо в виде отдельных ячеек, либо линейных рельефов. У мощных транзисторов длина периметра достигает 2...3 м. Поперечный разрез части такого БТ приведен на рис. 2.37,б. Здесь показаны металлические электроды баз (Б), эмиттеров (Э) и коллекторов (К), эмиттерные и коллекторные переходы (ЭП, КП). Многочисленные выводы баз непосредственно, а выводы эмиттеров через небольшие стабилизирующие сопротивления соединяют параллельно и подключают соответственно к базовому и эмиттерному выводам.

Если в каком-либо из переходов, например к эмиттерному, приложить напряжение $e_{ЭП}$, то через переход потечет ток

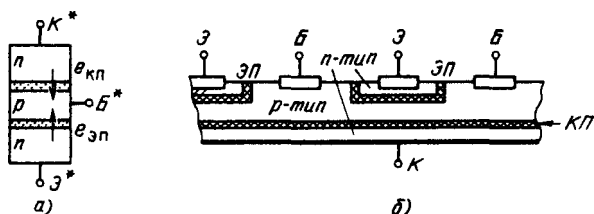


Рис. 2.37. Строение биполярного транзистора

$$i' = I_s [\exp(e_{\text{ан}}/\varphi_T) - 1], \quad (2.51)$$

где I_s — тепловой ток перехода; φ_T — его температурный потенциал ($\varphi_T \approx 0,025$ В). Значение I_s для кремния имеет порядок 1×10^{-12} А, и поэтому только при $e_{\text{эп}} \approx 0,7$ В появляется заметный по величине (миллиамперы) ток (рис. 2.38). Это напряжение называют *напряжением запирания (отсечки)* и обозначают через E' . Следовательно, можно считать, что при $e_{\text{эп}} < E'$ переход закрыт; при $e_{\text{эп}} > E'$ переход открыт.

При работе транзистор может находиться в одном из четырех следующих состояний:

1. *Активное состояние*: эмиттерный переход открыт ($e_{\text{эп}} > E'$), коллекторный переход закрыт ($e_{\text{кп}} < E'$), коллекторная цепь БТ эквивалентна генератору тока.

2. *Состояние отсечки*: оба перехода закрыты ($e_{\text{эп}} > E'$ и $e_{\text{кп}} < E'$), коллекторная цепь как бы разорвана.

3. *Состояние насыщения*: открыты оба перехода ($e_{\text{эп}} > E'$ и $e_{\text{кп}} > E'$), коллекторная цепь эквивалентна некоторому сопротивлению ($r_{\text{нас}} = r_{\text{к}} + r_{\text{э}}$). Здесь $r_{\text{нас}}$ — сопротивление коллектор-эмиттер в режиме насыщения, а $r_{\text{к}}$ и $r_{\text{э}}$ — сопротивления коллекторного и эмиттерного выводов.

4. *Инверсное состояние*: эмиттерный переход закрыт ($e_{\text{эп}} < E'$), коллекторный переход открыт ($e_{\text{кп}} > E'$). Это состояние имеет место при подаче на базу и коллектор напряжений обратной полярности.

Биполярные транзисторы можно включать по схеме с общим эмиттером (ОЭ), с общей базой (ОБ) и общим коллектором (ОК). Наиболее часто применяется схема с ОЭ, хотя в СВЧ устройствах используется и схема с ОБ. Схема с ОК применяется, как правило, вынужденно — в тех случаях, когда коллектор транзистора выведен на корпус.

Эквивалентная схема простейшего БТ с ОЭ в активном состоянии приведена на рис. 2.39. Свойства эмиттерного перехода здесь отображаются двумя нелинейными элементами: диффузионной емкостью C_d и дифференциальным сопротивлением открытого перехода r_{β} . Диффузионная емкость C_d учитывает возможность накопления заряда в виде неосновных носителей в материале базы. Постоянная времени открытого перехода $\tau_{\beta} = C_d r_{\beta}$. В закрытом состоянии переход представляет собой некоторую барьерную емкость $C_s \ll C_d$. Величину r_{β} можно рассматривать как среднее время жизни неосновных носителей в материале базы. Коллекторный переход в активном состоянии закрыт. На рис. 2.39 показано, что на нем имеется напряжение $e_{\text{кп}}$.

Активные свойства БТ как усилителя тока в недонапряженном режиме отображаются на рис. 2.39 генератором тока. Величина тока этого

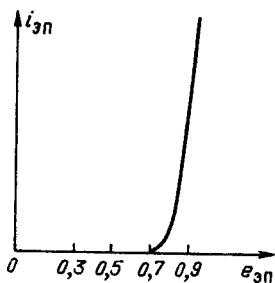


Рис. 2.38. Зависимость тока через переход от напряжения на переходе

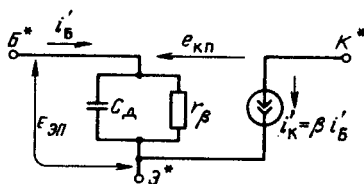


Рис. 2.39. Эквивалентная схема простейшего БТ

генератора i'_K пропорциональна току i'_B , протекающему через эмиттерный переход: $i'_K = \beta' i'_B$. (Здесь штрихи указывают, что величины относятся к простейшему транзистору). Коэффициент пропорциональности β' есть коэффициент усиления простейшего БТ по току.

Если в цепь база-эмиттер включить генератор гармонического тока $i'_B = I_B \cos \omega t$, то вследствие того, что процессы в коллекторной цепи запаздывают на время r_B , коллекторный ток в режиме малого сигнала может быть записан в комплексной форме

$$\underline{i}_K = \dot{\underline{\beta}}(\omega) i'_B = \beta_0 \underline{i}_B / (1 + j\omega/\omega_B) \quad (2.52)^*$$

либо во временной форме

$$|\underline{i}'_K| = |\dot{\underline{\beta}}| I_B \cos(\omega t + \varphi_B). \quad (2.53)$$

Здесь β_0 — значение этого коэффициента на постоянном токе или на низких частотах; в общем случае $\dot{\underline{\beta}}(\omega)$ — комплексный коэффициент усиления по току БТ с ОЭ:

$$\dot{\underline{\beta}}(\omega) = \dot{\underline{\beta}} = \beta_0 / (1 + j\omega/\omega_B); \quad (2.54)$$

φ_B — фазовый угол, на который запаздывает коллекторный ток по отношению к базовому:

$$\varphi_B = -\text{arctg}(\omega/\omega_B). \quad (2.55)$$

* В справочных изданиях вместо $\beta(\omega)$ или β_0 для коэффициента усиления по току БТ в схеме с ОЭ используются также и другие обозначения: $h_{21\beta}$, — для малых сигналов и $h_{21\beta}$ — для больших сигналов.

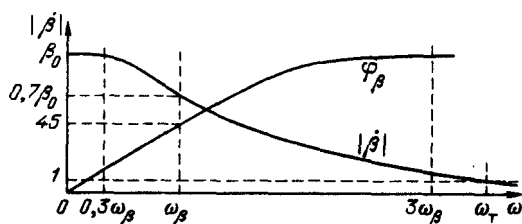


Рис. 2.40. Частотные характеристики БТ

Параметры β_0 , $\omega_\beta = 1/\tau_\beta$ и $\omega_T = 1/\tau_T$ можно определить следующим образом:

1. Из выражения для модуля коэффициента усиления

$$|\dot{\beta}| = \beta_0 / \sqrt{1 + (\omega/\omega_\beta)^2} \quad (2.56)$$

следует, что при $\omega / \omega_\beta \ll 1$ значение $|\dot{\beta}| = \beta_0$, т.е. β_0 легко измерить на постоянном токе или на низких частотах.

2. Если установить $\omega = \omega_\beta$, то $|\dot{\beta}| = \beta_0/\sqrt{2}$, т.е. ω_β — частота, при которой $|\dot{\beta}| = 0,707 \beta_0$.

3. Если частоту, при которой $|\dot{\beta}| = 1$, обозначить через ω_T , то получим следующее соотношение:

$$\beta_0 = \omega_T/\omega_\beta = \tau_\beta/\tau_T \quad (2.57)$$

Величина τ_T — это время, в течение которого неосновные носители пролетают через базу от эмиттерного к коллекторному переходу.

Частотные свойства БТ наглядно представляют частотные характеристики модуля $|\dot{\beta}|$ (2.56) и фазового угла (2.55), приведенные на рис. 2.40. Весь диапазон рабочих частот удобно разделить на три области. В области низких частот ($0 \leq \omega \leq 0,3\omega_\beta$) БТ можно рассматривать как безынерционный ЭП с $|\dot{\beta}| \approx \beta_0$ и $\varphi_\beta \approx 0$. В диапазоне средних частот ($0,3\omega_\beta < \omega < 3\omega_\beta$) БТ — инерционный ЭП. По мере увеличения частоты в этом диапазоне значение $|\dot{\beta}|$ уменьшается, а φ_β — увеличивается. При $\omega = \omega_\beta$ $|\dot{\beta}| = 0,7 \beta_0$ и $\varphi_\beta = 45^\circ$. В диапазоне высоких частот ($\omega > 3\omega_\beta$) БТ также инерционен. Его можно считать реактивным элементом с мнимым коэффициентом усиления $\dot{\beta} \approx -j\omega_T/\omega = -j\beta_0\omega_\beta/\omega$.

Эквивалентная схема реального транзистора в активном состоянии для радиочастот представлена на рис. 2.41. Она содержит все элементы простейшего транзистора, а также дополнительные емкости $C_{эп}$ — эмиттерного и $C_{кп}$ — коллекторного переходов. В схеме также показаны индуктивности выводов $L_6, L_3, L_к$ и резисторы r_6 и $r_к$, включающие в себя

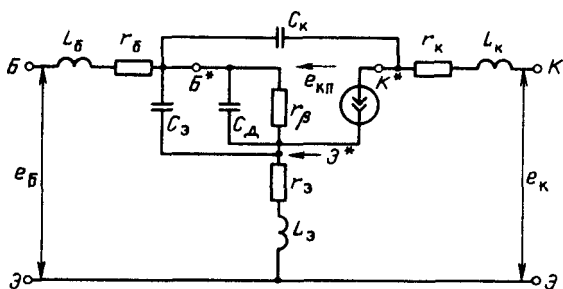


Рис. 2.41. Эквивалентная схема БТ

сопротивление материала базы, коллектора и соответствующих выводов; резистор $r_э$ включает в себя стабилизирующие резисторы и сопротивление эмиттерного вывода.

Статические характеристики типового БТ приведены на рис. 2.4,а — выходная и на рис. 2.4,б — проходная и входная. Эти характеристики нелинейны и частотнозависимы. Вследствие этого точный анализ явлений в БТ в режиме большого сигнала чрезвычайно сложен. Однако при анализе и расчете энергетических параметров ГВВ на БТ с ограниченной точностью можно воспользоваться более простой моделью БТ, которая сводится к следующему:

1. Входные $i_б = f(e_{БЭ})$ и проходные $i_к = f(e_{БЭ})$ характеристики представляются в виде отрезков прямых, исходящих из точки с напряжением $e_{БЭ} = E'$ (рис. 2.42,а). Тангенсы углов наклона этих характеристик равны крутизне базового тока $S_б = \operatorname{tg}\alpha_1 = 1/(r_б + \beta_0 r_э)$ и коллекторного тока $S = \operatorname{tg}\alpha_2 = \beta_0/(r_б + \beta_0 r_э)$.

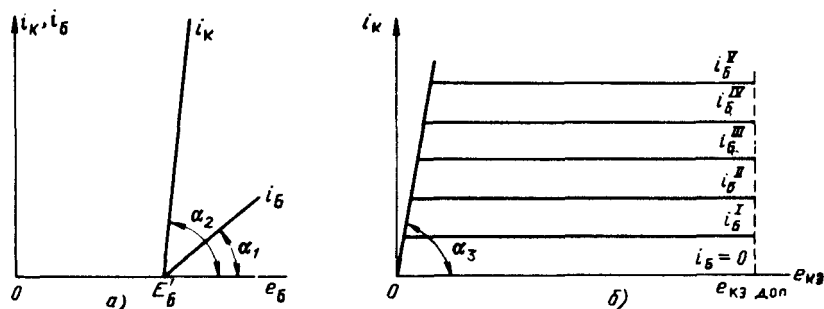


Рис. 2.42. Статические характеристики БТ

2. Семейство выходных характеристик представляется в виде горизонтальных отрезков прямых (рис. 2.42,б). Параметром является ток базы. При малых e_k эти характеристики ограничены линией граничного режима. Крутизна линии граничного режима $S_{гр} = \operatorname{tg}\alpha_3 = 1/r_{нас} = 1/(r_k + r_3)$.

3. Влияние реактивных элементов в эквивалентной схеме БТ учитывается введением частотно-зависимого коэффициента усиления $|\dot{\beta}| = \beta_0/\sqrt{1 + (\omega/\omega_\beta)^2}$, времени задержки τ_β или угла сдвига фаз φ_β .

4. Базовая цепь БТ, работающего в ГВВ, содержит источник возбуждения — генератор тока I_r с выходным сопротивлением R_r , разделительный конденсатор C_p , сопротивление которого много меньше, чем сопротивление открытого перехода, источник смещения E_B и резистор R_d для подачи смещения (рис. 2.43,а).

На рис. 2.43,б изображена полная эквивалентная схема базовой цепи. Она состоит из внешней (левее выводов транзистора Б и Э) и внутренней цепей. Между элементами базовой цепи имеют место следующие соотношения: $R_r \gg r_\beta$, $R_d \gg r_\beta$, $C_d \gg C_3$. Таким образом, при закрытом переходе, когда $e_{эп} < E'$ и символический ключ $Kл$ разомкнут, $i_B^* = 0$, параметры базовой цепи определяются элементами R_r , R_d , C_3 . Если же

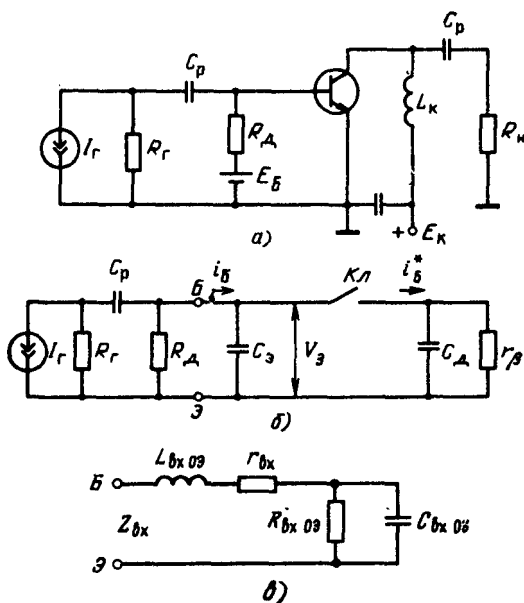


Рис. 2.43. Схема базовой цепи БТ

$e_{эп} > E'$ и ключ $Kл$ замкнут, то параметры базовой цепи практически зависят от C_d, r_β и $i^*_B = i_B$.

5. Коллекторная цепь БТ в активном состоянии может быть представлена генератором тока $i_K = |\underline{\beta}| i_B$, а в состоянии насыщения — активным сопротивлением насыщения $r_{нас} = r_K + r_s$ (рис. 2.44).

При такой модели БТ процессы, проходящие в транзисторе, можно проследить по эюграм, приведенным на рис. 2.45. Пусть к цепи база — эмиттер подведен гармонический ток с амплитудой i_B (рис. 2.45,а). Начиная с момента 1, базовый ток принимает положительное значение. Увеличивается заряд в слое базы, увеличивается напряжение на переходе $e_{эп}$. В момент 2 это напряжение достигает нуля, а в момент 3, когда $e_{эп} = E'$, открывается эмиттерный переход. Базовый ток, протекающий до этого на интервале 1—3 в основном через C_s (см. рис. 2.43,б), теперь течет через эмиттерный переход, поскольку его сопротивление мало. Импульс базового тока, проходящего через эмиттерный переход, показан на рис. 2.45,б. Он начинается скачком: в момент 3, когда открывается эмиттерный переход, повторяет на интервале 3—б форму тока возбуждения ($i'_B = i_B$), а в момент б, когда заряд емкости C_d снизился, напряжение $e_{эп}$ оказалось ниже E' , переход закрывается и ток i_B скачком обращается в нуль. При работе БТ на низких частотах ($\omega \ll \omega_\beta$) скачок переднего фронта и амплитуда импульса обратного тока (на интервале 5 — б) незначительны. Однако по мере роста рабочей частоты они увеличиваются, и при $\omega \approx \omega_T$ величина их почти достигает значения амплитуды тока возбуждения I_B , а $\varphi_\beta \approx 90^\circ$.

Импульсы коллекторного тока имеют место тогда, когда открыт эмиттерный переход (интервал 3 — б). Форма импульса коллекторного тока несимметрична, поскольку передний фронт импульса определяется всеми элементами внешней и внутренней базовых цепей на интервале, когда эмиттерный переход закрыт, и элементами C_d и r_β на интервале 3 — 4. Задний же фронт импульса тока i'_K определяется только параметрами эмиттерного перехода C_d, r_β . Вследствие этого при увеличении

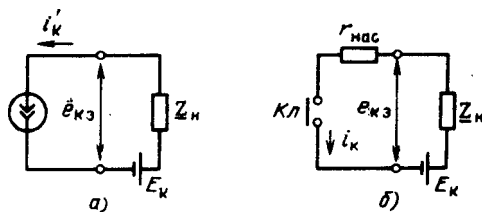


Рис. 2.44. Эквивалентная схема коллекторной цепи

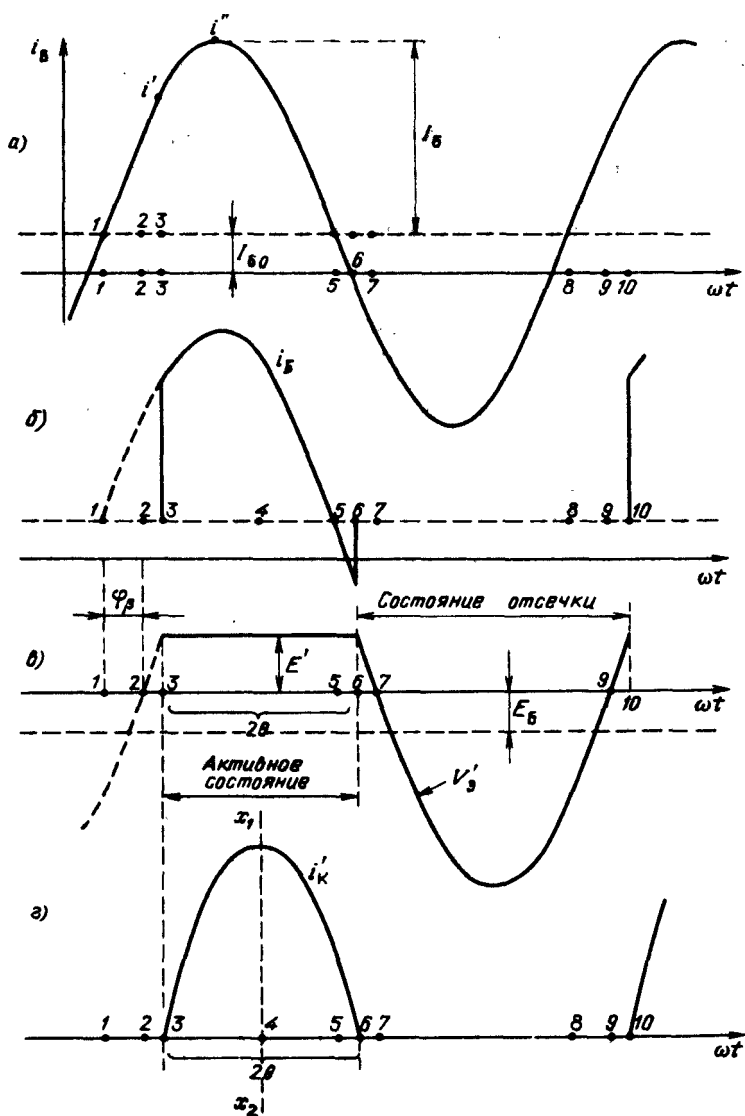


Рис. 2.45. Эпюры токов и напряжений в БТ

рабочей частоты сверх ω_{β} длительность и амплитуда отрицательного импульса базового тока увеличиваются, удлиняется импульс коллекторного тока и увеличивается угол отсечки θ коллекторного тока i_K .

Теоретически и экспериментально доказано, что если постоянная времени базовой цепи неизменна как при открытом, так и при закрытом эмиттерном переходе, то импульс i'_K оказывается симметричным и приближается по форме к усеченному косинусоидальному импульсу (рис. 2.46). С учетом условия $R_d \gg 1/\omega C_p$ постоянная времени базовой цепи при закрытом эмиттерном переходе $\tau_{зз} = R_T R_d C_p / (R_T + R_d)$.

Постоянная времени открытого перехода $\tau_{\beta} = C_d r_{\beta}$. И, следовательно, условие симметричности импульсов коллекторного тока i'_K можно записать в виде

$$\tau_{зз} = \tau_{\beta} = C_d r_{\beta} = R_T R_d C_p / (R_T + R_d). \quad (2.58)$$

Отмечалось, что БТ можно включить в ГВВ по схеме с ОЭ, ОБ и ОК. Благодаря сильной внутренней отрицательной обратной связи (емкости C_{κ} , C_d , C_3 , рис. 2.41) БТ устойчиво работает в схеме с ОЭ на очень высоких частотах. Включение БТ по схеме с ОБ используют редко (на СВЧ) из-за малого входного сопротивления транзистора.

На рис. 2.43,а приведена схема ГВВ с резистивной нагрузкой. Предыдущий каскад представлен генератором тока возбуждения. Его эквивалентные параметры: ток I_T и выходное сопротивление R_T . Дополнительное сопротивление $R_{доп}$ и источник E_B образуют цепь смещения. Коллекторная цепь выполнена по параллельной схеме. В таком ГВВ транзистор может быть либо только в активном состоянии (класс А, недонапряженный режим), либо поочередно в состояниях активном и отсечки (работа с отсечкой i'_A , режим недонапряженный), либо поочередно в состояниях отсечки, активном и насыщения (квазиключевой режим). Между квазиключевым и недонапряженным режимами имеется так называемый граничный режим, при котором состояние насыщения имеет место на бесконечно малом интервале.

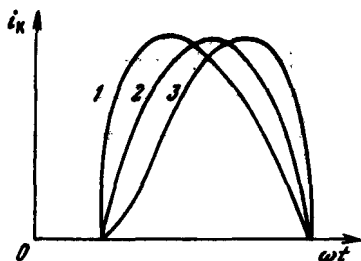


Рис. 2.46. Форма импульсов коллекторного тока при различных значениях R_d : $R_d = R_{d \text{ опт}}$ (кривая 1); $R_d = R_{d \text{ опт}}$ (2); $R_d = R_{d \text{ опт}}$ (3)

На рис. 2.47 штриховыми линиями показаны динамические характеристики и импульсы коллекторного тока i_K для БТ, работающего в этом ГВВ. При малых R_n режим недонапряженный, ДХ C_1C_5 либо $C_2C_5C_6$, импульс i_K имеет косинусоидальную форму $a_1a_3a_40$. В граничном режиме при $R_n = R_{n\text{гр}}$ ДХ $C_3C_5C_6$, импульс коллекторного тока по-прежнему косинусоидальный. При $R_n > R_{n\text{гр}}$ транзистор приходит в граничный режим при меньших значениях i_B (точка C_4 , ток i_B^I). При дальнейшем увеличении i_B коллекторный ток i_K остается неизменным, а импульс i_K получается усеченным сверху и снизу ($a_2a_3a_40$). Аналогичное изменение формы импульсов получается, если установить $R_n = R_{n\text{гр}}$ при $i_B = i_B^{IV}$ (импульс b_2b_40), а затем увеличивать i_B . Например, при $i_B = i_B^{VII}$ импульс имеет вид $b_2b_3b_40$ ($b_2b_3b_40$).

Предельный вид квазиключевого режима, при котором верхний θ_n и нижний θ_n углы отсечки импульса коллекторного тока почти равны: $\theta \approx \theta_n$, называют *ключевым*. Подробно этот режим рассматривается в § 2.19.

Если при работе транзистора на сравнительно низких частотах $\omega \leq 0,3\omega_p$ импульсы i_B и i_K представляют собой отрезки косинусоиды, то по мере увеличения рабочей частоты возрастает относительная (по сравнению с периодом ВЧ) продолжительность импульсов и, следовательно, реальный угол отсечки тока i_K .

Исследования этого явления привели к следующему результату: зависимость реального угла отсечки θ на частоте ω от угла отсечки $\theta_{нч}$ на низких частотах (при тех же токе возбуждения и напряжении смещения)

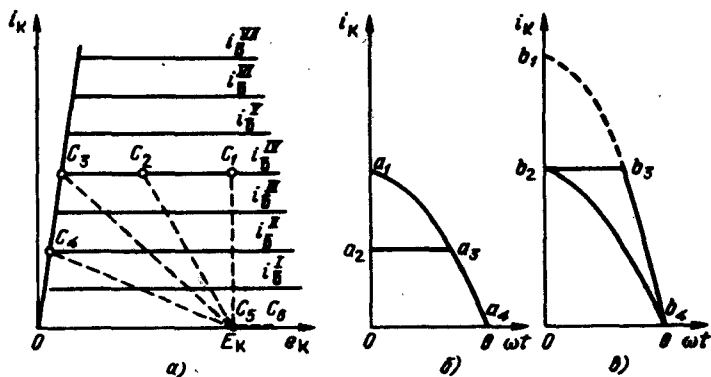


Рис. 2.47. Динамические характеристики БТ

можно представить графически в виде семейства кривых $\theta = f(\theta_{нч}, a, b)$ — рис. 2.48. Коэффициенты a и b зависят от $\theta_{нч}$, рабочей частоты ω , параметров транзистора и определяются из уравнений

$$a = \sqrt{(1 + (\omega\tau_s)^2)/(1 + (\omega\tau_s)^2)}; \quad b = \sqrt{1 + (\omega\tau_s)^2} \cos\theta_{нч},$$

где $\tau_s = r_b(C_s + C_d)$; $\tau_s = r_b(C_s + C_k)$.

Параметры граничного и недонапряженного режимов ГВВ (см. рис. 2.43,а) рассчитывают после выбора транзистора. Тип транзистора при заданной полезной мощности P_1 выбирают по отдаваемой мощности $P_{ном} \geq P_1$ и рабочей частоте из неравенства $\omega \leq 2\omega_p$.

Напряжение коллекторного питания E_K выбирают из условия $E_K + U_K \leq e_{к доп}$. Здесь $e_{к доп}$ — максимальное допустимое напряжение на коллекторе (из справочника), превышение которого может привести к пробое транзистора. Коэффициент запаса $K_3 = e_{к max}/e_{к доп}$ выбирают в пределах 0,7...0,9 в зависимости от требований надежности (см. гл. 11).

Угол отсечки коллекторного тока θ обычно выбирают в пределах $90^\circ \leq \theta \leq 180^\circ$. Углы $\theta < 90^\circ$ обычно не используют, чтобы не повышать максимальное мгновенное напряжение на базе. Это напряжение также ограничено из-за возможности пробоя эмиттерного перехода.

По заданным параметрам P_1 , E_K , θ и параметрам транзистора (в частности $S_{гр}$) можно определить коэффициент использования коллекторного напряжения в граничном режиме:

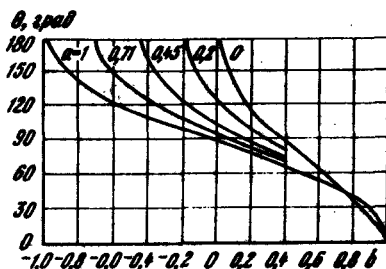
$$\xi_{гр} = U_K/E_K = 0,5 + 0,5\sqrt{1 - 8P_1/\alpha_1(\theta)S_{гр}E_K^2}.$$

По значениям P_1 и U_K можно определить первую гармонику и постоянную составляющую коллекторного тока:

$$I_{K1} = 2P_1/U_K;$$

$$I_{K0} = I_{K1}\alpha_0(\theta)/\alpha_1(\theta).$$

Рис. 2.48. Зависимость угла отсечки БТ от частоты



а также потребляемую мощность $P_0 = I_{K0} E_K$, коэффициент полезного действия $\eta_K = P_1/P_0$ и сопротивление нагрузки $R_n = U_K/I_{K1}$.

В соответствии с (2.52) для заданной рабочей частоты можно найти амплитуду тока возбуждения:

$$I_{B1} = I_{K1} / \beta | \gamma_1(\theta) = I_{K1} \sqrt{1 + (\beta_0 \omega / \omega_T)^2} / \beta_0 \gamma_1(\theta).$$

Выбрав R_r и R_d из (2.58) и найдя $R_{г3} = R_r R_d / (R_r + R_d)$, определяют максимальное обратное напряжение на эмиттерном переходе:

$$e_{БЭ \max} = E' - I_{B1} R_{г3} (1 + \cos \theta / \sqrt{1 + (\beta_0 \omega / \omega_T)^2}).$$

Это напряжение не должно превосходить $e_{KB \text{ доп}}$.

Напряжение смещения E_B , при котором БТ работает с заданным углом отсечки θ , определяется как постоянная составляющая $U_{Э0} = E' - E_B$ напряжения на эмиттерном переходе. Из рис. 2.45, в видно, что угол отсечки импульсов $V_3 = \pi - \theta$, а амплитуда импульсов

$$U_{Эм} = I_{B1} R_{г3} / \sqrt{1 + (\beta_0 \omega / \omega_T)^2}.$$

Следовательно, $U_{Э0} = U_{Эм} \gamma_0 (\pi - \theta)$, а напряжение смещения

$$E_B = E' - I_{B1} R_{г3} \gamma_0 (\pi - \theta) / \sqrt{1 + (\beta_0 \omega / \omega_T)^2}.$$

Это напряжение E_B получают от отдельного источника (фиксированное) или в виде автоматического смещения за счет падения напряжения на сопротивлении R_d : $E_B = I_{B0} R_d$.

В приведенной выше расчетной формуле для I_{B1} не учитывается составляющая базового тока, проходящая через емкость C_k и коллекторную цепь при $\omega \approx (0,5 \dots 1) \omega_T$. При учете этого влияния амплитуда тока

$$I_{B1} = \chi I_{K1} \sqrt{1 + (\beta_0 \omega / \omega_T)^2} / \beta_0 \gamma_1(\theta),$$

где $\chi = \sqrt{A^2 + B^2}$; $A = 1 - \omega C_k R_{экв} \beta_0 \gamma_1(\theta) X / (1 + X^2)$;

$$B = \omega C_k R_{экв} [1 + \beta_0 \gamma_1(\theta) / (1 + X^2)]; X = \beta_0 \omega / \omega_T.$$

При больших значениях постоянных составляющих токов в цепях базы $I_{B0} = I_{K0} / \beta_0$ и эмиттера $I_{Э0} = I_{B0} + I_{K0}$ на сопротивлениях r_6 и r_3 возникают заметные напряжения, которые целесообразно учитывать при расчете E_B :

$$E_B = E' - I_{B1} R_{г3} \gamma_0 (\pi - \theta) / \sqrt{1 + (\beta_0 \omega / \omega_T)^2} + r_6 I_{B0} + r_3 I_{Э0}.$$

Для расчета коэффициента усиления транзисторного ГВВ по мощности $K_P = P_1/P_{вх}$ необходимо определить входное сопротивление цепи базы для первой гармоники базового тока I_{B1} .

Входная цепь ГВВ с транзистором, включенным по схеме с ОЭ, приведена на рис. 2.43,б. На рис. 2.43,в представлена эквивалентная схема входа самого транзистора.

Для расчета потребляемой в этой схеме мощности $P_{вх}$ следует воспользоваться параметрами выбранного транзистора, приводимыми в справочниках: f_T , C_k , C_3 , $r_б$, $r_э$, β_0 , $r_{нас}$, L_3 , $L_б$, L_k , $C_{кв} \approx 0,3 C_k$. Расчет проводится в следующем порядке:

$$1) \omega_T = 2\pi f_T;$$

$$2) R'_д = R_г R'_д / (R_г + R'_д) = \beta_0 / \omega_T C_3;$$

$$3) L_{вх ОЭ} = L_б + L_3 / \chi;$$

$$4) r_{вх ОЭ} = [(1 + \gamma_1(\theta)) \omega_T C_{кв} R_{кв}] r_б + r_э + \gamma_1(\theta) \omega_T L_3 / \chi;$$

$$5) R_{вх ОЭ} = R'_д [1 + \gamma_1(\theta)] - r_{вх ОЭ} + [r_б + (1 + \gamma_1(\theta)) \beta_0] r_э / \chi;$$

$$6) C_{вх ОЭ} = \beta_0 / \omega_T R_{вх ОЭ}.$$

Резистивная и реактивная составляющие сопротивления входной цепи ГВВ $Z_{вх} = r_{вх} + jX_{вх}$ находят из:

$$7) r_{вх} = r_{вх ОЭ} + R_{вх ОЭ} / (1 + (\beta_0 \omega / \omega_T)^2);$$

$$8) X_{вх} = \omega L_{вх ОЭ} - (\beta_0 \omega / \omega_T) R_{вх ОЭ} / (1 + (\beta_0 \omega / \omega_T)^2).$$

9) $P_{вх} = I_{Б1}^2 r_{вх} / 2$ (мощность, потребляемая во входной цепи от источника возбуждения);

$$10) K_P = P_1 / P_{вх} \text{ (коэффициент усиления ГВВ по мощности).}$$

При расчете $R_{вх ОЭ}$ и $C_{вх ОЭ}$ их значения могут оказаться отрицательными. Объясняется это явление тем, что при сравнительно больших значениях активной части проходной емкости $C_{кв} \approx (0,2 \dots 0,3) C_k$ из цепи коллектора через данную емкость поступает в цепь базы некоторая мощность, вызывающая в цепи эмиттерного перехода ток $I_{кэ}$, фаза которого совпадает с фазой напряжения на коллекторе и почти противоположна фазе тока $I_{эб}$ в базовой цепи от источника возбуждения.

При условии, когда $|I_{кэ}| > |I_{эб}|$, эмиттерный переход для базовой цепи становится как бы источником энергии и его параметры $R_{вх ОЭ}$ и $C_{вх ОЭ}$ принимают отрицательные значения.

Входная цепь ГВВ с транзистором по схеме с ОБ имеет такую же эквивалентную схему входной цепи (см. рис. 2.43,г), как и для схемы с ОЭ. Однако расчет элементов $L_{вх ОБ}$, $r_{вх ОБ}$, $R_{вх ОБ}$ и $C_{вх ОБ}$ следует производить по формулам, приведенным в [15, с.104 и 105].

При работе БТ в широкополосном ГВВ в случае необходимости поддерживать выходную мощность P_1 постоянной приходится амплитуду тока возбуждения $I_{Б1}$ изменять по закону, обратному изменению коэффициента $|\beta|$. Напряжение смещения при этом оказывается неизменным.

В ГВВ на БТ можно использовать также и резонансную нагрузку. Анализы работы такого ГВВ в граничном и недонапряженном режимах аналогичны. При необходимости установить недонапряженный режим в генераторах с резистивной или резонансной нагрузкой расчет необходимо производить при $\xi = \xi_{гр}$.

Надежность работы ГВВ на БТ зависит как от выбора рабочих напряжений и токов, так и от теплового режима транзистора (см. гл. 11).

При работе БТ в ГВВ рассеиваемая на коллекторном переходе мощность $P_K = P_0 - P_1$ превращается в тепло, повышая температуру кристалла. В справочниках для каждого транзистора задается максимально допустимая температура перехода $T_{п\max}$ (в градусах Цельсия — °С или Кельвина — К), при превышении которой транзистор разрушается. Тепло от коллекторного перехода отводится в окружающую среду через корпус транзистора. Мощные транзисторы для облегчения отвода тепла устанавливаются на радиаторах, в качестве которых используются металлические плоские или ребристые (для увеличения излучающей поверхности) пластины.

В этом случае поток тепла на пути к окружающей среде встречает три тепловых сопротивления: сопротивление переход—корпус $R_{тп-к}$, сопротивление корпус—радиатор $R_{тк-р}$ и, наконец, сопротивление радиатор—среда $R_{тр-с}$. Часть теплового потока проходит в окружающую среду непосредственно с корпуса транзистора через сопротивление $R_{тк-с}$.

Полное тепловое сопротивление переход—среда при отсутствии радиатора:

$$R'_{тп-с} = R_{тп-к} + R_{тк-с};$$

при наличии радиатора и выполнении условия $R_{тк-с} > R_{тк-р} + R_{тр-с}$:

$$R''_{тп-с} \approx R_{тп-к} + R_{тк-р} + R_{тр-с}.$$

Величины тепловых сопротивлений $R_{тп-к}$ и $R_{тк-с}$ приводятся в справочниках. Они имеют размерность градусы на Ватты (°С/Вт или К/Вт). Тепловое сопротивление $R_{тк-р}$ при правильном креплении транзисторов к радиатору равно (0,5...1)°С/Вт. Тепловое сопротивление радиатора тем меньше, чем больше его поверхность и толщина. Например, радиатор в виде плоской пластины толщиной 2...3 мм и площадью 250...500 см² имеет $R_{тр-с} \approx (4...2)^\circ\text{С/Вт}$.

Тепловые параметры транзистора связаны с рассеиваемой на переходе мощностью P_K и температурой окружающей среды T :

$$P_K = (T_{п\max} - T)/R_{тп-с}.$$

При подстановке в это уравнение значений $T_{п\max}$, T и $R'_{тп-с}$ можно определить рассеиваемую мощность P_K , которая допустима при работе без радиатора. Использование же $R''_{тп-с}$ при расчетах позволяет либо

найти допустимую рассеиваемую мощность P'_{κ} при заданных параметрах радиатора ($R_{\text{тр-с}}$) или наоборот по известной рассеиваемой мощности определить $R_{\text{тр-с}}$ и затем размеры радиатора.

2.17. РАБОТА ГВВ НА ПОЛЕВЫХ ТРАНЗИСТОРАХ В ГРАНИЧНОМ И НЕДОНАПРЯЖЕННОМ РЕЖИМАХ

Хотя принцип управления электрическим током с помощью электрического поля был сформулирован в 1930 г., первые полевые транзисторы (ПТ) появились в начале 60-х годов, и только в конце 70-х годов были разработаны мощные ПТ*. В настоящее время уже выпускаются ПТ для работы в диапазонах до 60; 300 МГц и 2...3 ГГц с полезной мощностью соответственно 50...70; до 50 и 10 Вт.

Полевые транзисторы большой мощности (10...150 Вт), так же как и БТ, изготавливаются в виде множества простых транзисторов, соединенных в параллель и размещенных на одной кремниевой подложке. Полевые транзисторы, как и биполярные, выполняются в виде горизонтальной или вертикальной структуры (рис. 2.49, а, б). На этих рисунках показан поперечный разрез единичного ПТ. Он состоит из подложки 1 (кремний p -типа), областей истока 2 и стока 3 (кремний n -типа), металлических контактов истока, затвора и стока 4 и слоя изолятора 5 — окиси кремния между контактом затвора и поверхностью подложки. При подаче на затвор относительно истока положительного потенциала в подложке вблизи затвора скапливаются электроны, происходит инверсия проводимости этой части подложки и между областями истока и стока образуется канал n -типа, по которому может течь ток в виде потока электронов.

Параметры ПТ сильно зависят от длины канала l_{κ} ; так, крутизна характеристики тока стока $S = \Delta i_c / \Delta e_{\text{зи}} \equiv 1/l_{\kappa}$, сопротивление ПТ в открытом состоянии $r_{\text{откр}}$ пропорционально l_{κ} . Типичные выходные статические характеристики ПТ с длинным каналом (20...50 мкм) показаны на рис. 2.50, а. Они отличаются непостоянством крутизны в активной области и малой крутизной линии граничного режима, вследствие чего такие ПТ работают с низкими значениями $\xi_{\text{тр}} = U_c/E_c$ и КПД.

Разработанные в последнее десятилетие ПТ с коротким каналом (менее 10 мкм) имеют лучшие показатели. Поперечный разрез части мощного ПТ с коротким каналом показан на рис. 2.49, б. Эти транзисторы, как правило, имеют вертикальную структуру (ток I_c течет в подложке снизу вверх). Подложка 1 — кремний n -типа; в подложку

* Здесь и ниже рассматриваются лишь кремниевые ПТ с изолированным затвором и n -каналом. Часто в название этих транзисторов вводят краткое обозначение их структуры: МДП (металл — диэлектрик — полупроводник) или МОП (металл — двуокись кремния — полупроводник) и говорят, например, МДП-транзистор.

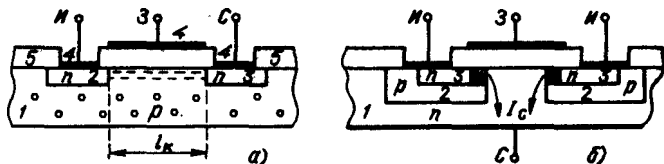


Рис. 2.49. Строение полевых транзисторов с горизонтальной (а) и вертикальной (б) структурами

методом двойной диффузии введены легирующие добавки для зон с кремнием p -типа 2 и n -типа 3; на подложке снизу имеется электрод стока, а сверху — электроды истоков. Электрод затвора нанесен на изоляционный слой из SiO_2 .

В этом ПТ канал n -типа образуется в части зоны кремния p -типа, лежащей непосредственно под электродом затвора (эта часть зоны на рис. 2.49, б заштрихована).

Наличие слоя диэлектрика между электродом затвора и полупроводником, в котором образуется канал, ухудшает ВЧ свойства транзистора. Применение затвора с барьером Шотки, называемого *металлополупроводниковым*, позволяет заметно повысить высокочастотность (1...2 Вт на частотах 12...15 ГГц). Для снижения потерь в таких транзисторах часто в качестве полупроводника применяют арсенид галлия.

Выходные статические характеристики ПТ с коротким каналом приведены на рис. 2.50, б. Можно видеть, что они выгодно отличаются от характеристик ПТ с длинным каналом существенно большей крутизной линии граничного режима $S_{гр}$, меньшим сопротивлением открытого транзистора и большим постоянством крутизны S в активной области. Вследствие этого ПТ с коротким каналом по энергетическим показателям сопоставимы с БТ, но по сравнению с последними они более пригодны для усилителей с линейными амплитудными характеристиками.

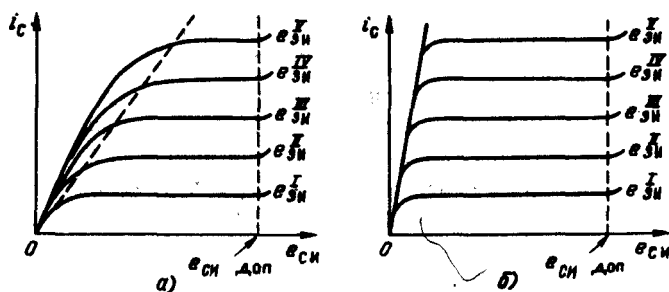


Рис. 2.50. Статические характеристики полевых транзисторов с длинными (а) и короткими (б) каналами

Для оценки «высокочастотности» ПТ можно ввести понятие граничной частоты $f_{гр}$, при которой время пробега электронов через канал соизмеримо с длительностью периода колебания:

$$f_{гр} \approx v_s / 2\pi l_k,$$

где v_s — скорость движения электронов в канале n -типа ($\approx 10^7$ см/с); l_k — длина канала. Значения $f_{гр}$ для ПТ разных типов находятся в пределах 200 МГц...16 ГГц.

Полевой транзистор можно рассматривать как управляемый полем резистор. При прохождении тока резистор нагревается, его сопротивление увеличивается, снижается крутизна характеристики тока стока S , происходит саморегулирование. Наличие этого явления в ПТ делает их термостабильными, не требующими специальных мер защиты от перегрева. По этой же причине ПТ можно включать в параллель, причем благодаря саморегулированию однотипные приборы с начальным разбросом параметров заметно выравнивают свои параметры.

В ПТ, так же как и в БТ, при повышении напряжений на электродах могут возникнуть пробой. Существует несколько механизмов пробоя. Анализ этих механизмов приводит к следующим выводам: мгновенные значения напряжений $e_{зи\ max}$ и $e_{си\ max}$ должны быть меньше, чем $e_{зи\ доп}$ и $e_{си\ доп}$, средняя рассеиваемая мощность на ПТ не должна превосходить допустимое значение $P_{рас\ доп}$.

Эквивалентная схема простейшего ПТ без учета второстепенных элементов, оказывающих слабое влияние на работу ПТ на сравнительно низких частотах ($f \ll f_{гр}$), может быть представлена в виде последовательно соединенных емкости затвор — исток $C_{зи}$, сопротивления потерь во входной цепи $R_{зи}$ и генератора тока (рис. 2.51,а).

Если ко входу транзистора (З—И) приложить напряжение $e_{зи}$, то в цепи сток—исток потечет ток

$$i_c = S(e_{зи}) e_{зи}. \quad (2.59)$$

Здесь $S(e_{зи})$ — крутизна статической характеристики тока i_c , зависящая от напряжения на затворе (см. рис. 2.52,а).

Эквивалентная схема реального генераторного ПТ, используемая в радиочастотных схемах (при $f < 60...80$ МГц), приведена на рис. 2.51,б. На схеме обозначены: C_1 и C_2 — емкости между выводами затвор—исток и сток—исток; $L_з$, L_c , L_n — индуктивности выводов; $R_з$, R_c , R_n — сопротивления выводов; $C_{зи}$ и $C_{зи}$ вместе образуют емкость затвор—исток; $R_{зи}$ — резистор, учитывающий потери в цепи затвор—исток; $C_{зс}$ — емкость между затвором и истоком; R_i — внутреннее сопротивление транзистора; $C_{си}$ — выходная емкость сток—исток. Активные свойства ПТ представлены генератором тока.

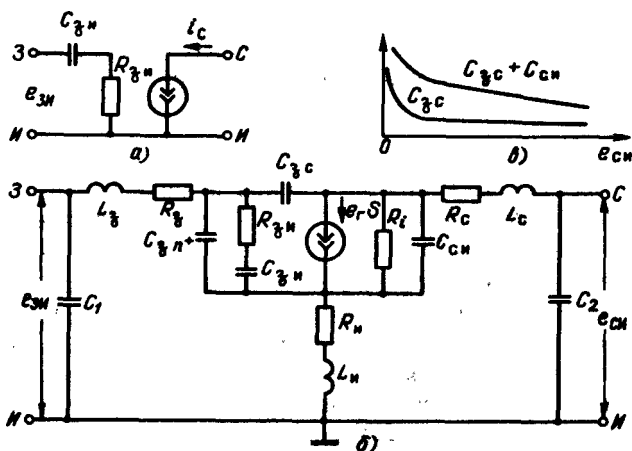


Рис. 2.51. Эквивалентные схемы ПТ.

В реальных ПТ емкости C_{3c} и C_{3n} нелинейны, их зависимость от напряжения e_{3n} показана на рис. 2.51, б. Для многих случаев применения ПТ эти емкости можно рассматривать как постоянные, поскольку довольно резкое их изменение наступает при малых значениях $e_{3n} \leq e_{3n \text{ гр}}$ (для ПТ с коротким каналом обычно $e_{3n \text{ гр}} = 5 \text{ В}$).

Полевой транзистор в ГВВ может включаться по схеме либо с ОИ, либо с ОЗ. В первом случае можно получить высокое усиление каскада по напряжению, максимальное значение $K_{U \text{ max}}$ которого ограничено требованиями устойчивой работы:

$$K_{U \text{ max}} \leq |(S + j\omega C_{3c}) / j\omega C_{3c}|. \quad (2.60)$$

Включенный по схеме с ОЗ полевой транзистор может устойчиво работать на более высоких частотах, но лишь в качестве усилителя мощности.

При анализе работы и расчете режимов ГВВ на ПТ выходные статические характеристики (см. рис. 2.50) и проходные (см. рис. 2.52) можно с успехом идеализировать (рис. 2.53, а, б). Проходная характеристика $i_c = f(e_{3n})$ (рис. 2.53, а) начинается при некотором пороговом напряжении E_{3n} на затворе, имеет почти квадратичный участок АВ и участок ВС почти линейного изменения i_c при изменении e_{3n} .

Идеализированная характеристика ПТ и соответствующий график импульса тока стока i_c представлены на рис. 2.53, а и б. Проходная характеристика (см. рис. 2.52) определяется крутизной характеристики тока стока $S = \text{tg} \alpha_2$ и напряженном отрезке E'_{3n} . Семейство выходных

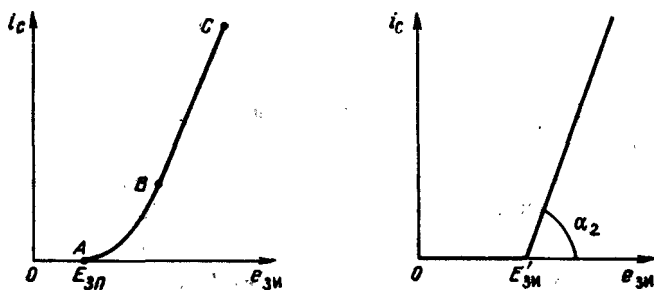


Рис. 2.52. Проходная характеристика ПТ

идеализированных характеристик описывается следующими параметрами:

крутизной характеристики тока стока $S = \Delta i_c / \Delta e_{3и}$;

крутизной линии граничного режима $S_{гр} = \text{tg} \alpha_1 = \Delta i_c / \Delta e_{си}$;

напряжением отсечки тока стока $e_{3и}^{II} = E'_{3и}$.

Определение параметров S , $E'_{3и}$, $S_{гр}$ для идеализированных характеристик можно выполнять по методике, изложенной в § 2.6 применительно к лампам.

Если подать на затвор и сток ПТ напряжения $e_{3и}$ и $e_{си}$, то ток стока

$$i_c = S(e_{3и} - E'_{3и}). \quad (2.61)$$

Уравнение для амплитуды импульса тока стока в граничном режиме:

$$I_{cm} = S_{гр} e_{си}. \quad (2.62)$$

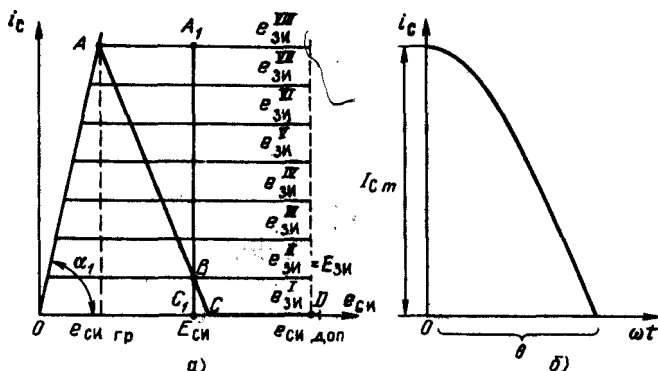


Рис. 2.53. Идеализация СХ полевых транзисторов

Нетрудно заметить, что полученные для ПТ идеализированные СХ полностью аналогичны идеализированным характеристикам лампового пентода или триода с $D = 0$. Одинаковы также и уравнения идеализированных СХ (2.61) и (2.14). Этим обстоятельством воспользуемся при анализе работы ГВВ на ПТ.

Принципиальная схема резонансного ГВВ на ПТ, включенном по схеме с ОИ, показана на рис. 2.54. На затвор через разделительный конденсатор C_1 подается напряжение возбуждения $u_3 = U_3 \cos \omega t$ и через сопротивление R_1 — напряжение смещения $E_{3И}$. Мгновенное напряжение на затворе $e_{3И} = E_{3И} + U_3 \cos \omega t$. Для питания цепи стока через дроссель L_c подводится напряжение $E_{СИ}$. Постоянная составляющая тока стока I_{C0} течет через L_c к источнику питания. Переменная составляющая проходит через конденсатор C_c . На резонансном контуре, настроенном на частоту ω , выделяется напряжение $U_K = I_{C1} R_3 = U_C$. Мгновенное напряжение на стоке $e_{СИ} = E_{СИ} - U_C \cos \omega t$.

Подставив в уравнение (2.61) значения $e_{3И} = E_{3И} + U_3 \cos \omega t$ и $\cos \omega t$ из $e_{СИ} = E_{СИ} - U_C \cos \omega t$, после преобразований получим уравнение восходящей части динамической характеристики тока i_C (рис. 2.53,а, линия АС):

$$i_C = S (E_{3И} - E'_{3И} + E_{СИ} U_3 / U_C) - S e_C U_3 / U_C. \quad (2.63)$$

Правее точки С, т. е. при $e_{СИ} > E_{СИ} + (E_{3И} - E'_{3И}) U_C / U_3$, и динамическая характеристика совпадает с осью абсцисс. На рис. 2.53,а имеются две динамические характеристики: $A_1 C_1$ при $R_{экв} = 0$ и ACD при $R_{экв} = R_{экв гр}$. При выбранной аппроксимации СХ ПТ амплитуда импульсов тока стока I_{Cm} в недонапряженном режиме не зависит от $R_{экв}$ и $E_{СИ}$, а образующая импульсов тока стока имеет косинусоидальный характер.

Подставив выражение для $e_{3И}$ в (2.61), получим уравнение для i_C в виде функции времени:

$$i_C = S (E_{3И} - E'_{3И}) + S U_a \cos \omega t. \quad (2.64)$$

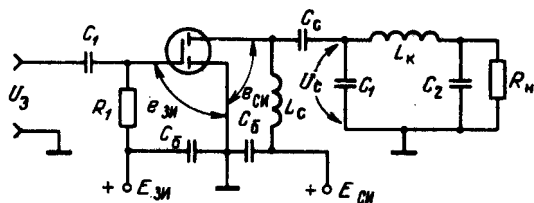


Рис. 2.54. Схема ГВВ на ПТ

Отсюда, положив $i_C = 0$ и $\omega t = 0$, получим

$$\cos\theta = -(E_{3и} - E'_{3и})/U_3. \quad (2.65)$$

С учетом (2.65) уравнение (2.64) можно представить в виде

$$i_C = SU_3 (\cos\omega t - \cos\theta) \quad \text{при } \omega t < \theta; \quad (2.66)$$

$$i_C = 0 \quad \text{при } \omega t > \theta.$$

Амплитуда импульса тока i_C определяется из (2.66) при $\omega t = 0$:

$$I_{Cm} = SU_3 (1 - \cos\theta). \quad (2.67)$$

Все приведенные соотношения полностью аналогичны соответствующим соотношениям для лампового триода $D = 0$. Поэтому последующие формулы, необходимые для расчета параметров режима ПТ в граничном или недонапряженном режиме, приведем без вывода, учитывая, что соответствующий вывод сделан в § 2.7 — 2.9.

Постоянная составляющая и амплитуды первой и второй гармоник тока стока:

$$I_{C0} = SU_3\gamma_0(\theta) = I_{Cm}\alpha_0(\theta); \quad I_{C1} = SU_3\gamma_1(\theta) = I_{Cm}\alpha_1(\theta);$$

$$I_{C2} = SU_3\gamma_2(\theta) = I_{Cm}\alpha_2(\theta).$$

Здесь $\gamma_n(\theta)$ и $\alpha_n(\theta)$ — введенные в § 2.8 коэффициенты разложения косинусоидального импульса.

Если выбран тип ПТ (известны S , $S_{гр}$, $E'_{3и}$), задана необходимая полезная мощность в нагрузке P_1 , выбраны напряжения питания в цепи стока $E_{СИ}$ и угол отсечки тока стока θ , то коэффициент использования стокового напряжения в граничном режиме

$$\xi = 0,5 + 0,5\sqrt{1 - 8P_1/\alpha_1(\theta)S_{гр}E_{СИ}^2}.$$

Для недонапряженного режима следует принять $\xi < \xi_{гр}$.

При выборе напряжений питания $E_{СИ}$, смещения $E_{3и}$ и амплитуд переменных и напряжений следует учитывать, что для мощных генераторных ПТ существуют (даются в справочниках) максимально допустимые мгновенные напряжения на затворе $e_{3и доп}$ и стоке $e_{СИ доп}$, максимально допустимые постоянные напряжения $E_{3и доп}$ и $E_{СИ доп}$ и максимально допустимый ток $I_{C max}$. При работе ПТ в реальных устройствах эти напряжения и ток не должны превышать допустимые значения.

Коэффициент усиления ГВВ с ПТ в недонапряженном или граничном режиме можно приближенно получить из следующих соображений: внутреннее сопротивление R_i (см. рис. 2.51, б), составляющее для мощных ПТ несколько сотен ом, всегда много больше, чем $R_{экв}$. Поэтому выходная мощность на нагрузке $R_{экв}$

$$P_1 = [U_3 S \gamma_1(\theta)]^2 R_{\text{экв}} / 2.$$

Во входной цепи ВЧ мощность рассеивается на сопротивлениях R_3 , $R_{\text{зи}}$, $R_{\text{н}}$ (см. рис. 2.51, б) и на сопротивлении R_1 (см. рис. 2.54). Поскольку $R_3 \ll R_{\text{зи}}$ и $R_{\text{н}} \ll R_{\text{зи}}$, то мощность, рассеиваемая во входной цепи, $P_{\text{вх}} = U_3^2 / 2R_{\text{вх}}$, где $R_{\text{вх}} \approx R_1 R'_{\text{зи}} / (R_1 + R'_{\text{зи}})$. Здесь $R'_{\text{зи}}$ — эквивалентное активное сопротивление на частоте ω цепочки из $R_{\text{зи}}$ и $C_{\text{зи}}$.

Коэффициент усиления по мощности

$$K_p = P_1 / P_{\text{вх}} = S^2 \gamma_1^2(\theta) R_{\text{экв}} R_{\text{вх}}.$$

Расчет параметров ГВВ на ПТ с ОИ по приведенным выше формулам можно проводить на любых рабочих частотах. Однако на частотах выше 30...50 МГц, где уже заметно влияет емкость $C_{\text{зи}}$ (см. рис. 2.51, б), после расчета параметров режимов и выбора элементов схемы ГВВ целесообразно проверить устойчивость усиления. Для этого нужно по справочнику определить Y -параметры для ПТ, приведенные проводимости источника возбуждения $G_{\text{в}}$ и нагрузки $G_{\text{н}}$ (см. § 5.6) и подставить в формулу для петлевого усиления каскада:

$$K = \frac{|Y_{21} Y_{12}| + \text{Re} |Y_{21} Y_{12}|}{2(g_{11} + G_{\text{в}})(g_{22} + G_{\text{н}})},$$

где g_{11} и g_{22} — активные части входной и выходной проводимости ПТ. Если $K > 1$, то ГВВ будет неустойчив.

Расчет параметров режима стоковой цепи на этих частотах производится так, как показано выше. Расчет параметров режима цепи затвора, однако, требует учета реактивных элементов эквивалентной схемы ПТ и может быть выполнен в следующем порядке.

Из справочника для выбранного ПТ выписываются необходимые параметры: напряжение отсечки тока стока $E'_{\text{зи}} = E_{\text{отс}}$, сопротивление насыщения $r_{\text{нас}} = 1/S_{\text{гр}}$, внутреннее сопротивление ПТ R_p , а также $C_{\text{кап}} = C_{\text{зи}}$, $r_{\text{кап}} = R_{\text{зи}}$, $C_{\text{си}}$, $C_{\text{си}}$, R_3 , $R_{\text{н}}$, R_c , L_3 , $L_{\text{н}}$, L_c . После выбора напряжения питания цепи стока $E_{\text{СИ}}$ и угла отсечки тока стока θ для заданной мощности определяются ξ , $U_{\text{СИ}}$, а также параметры в цепи стока:

$$I_{\text{С1}} = 2P_1 / U_{\text{СИ}}; I_{\text{С0}} = I_{\text{С1}} \alpha_0(\theta) / \alpha_1(\theta); R_{\text{в}} = U_{\text{СИ}} / I_{\text{С1}} = U_{\text{СИ}}^2 / 2P_1.$$

Для цепи затвора определяются: амплитуда напряжения возбуждения

$$U_{\text{зи}} = I_{\text{С1}} (1 + R_{\text{экв}} / R'_1) / S \gamma_1(\theta);$$

напряжение смещения на затворе:

$$E_3 = E'_3 - U_{3и} \cos\theta;$$

амплитуда тока в цепи затвора:

$$I_3 = \chi \omega C_{3и} (1 + R_{эвб}/R'_i) I_{C1}/S\gamma_1(\theta),$$

где $\chi = 1 + \gamma_1(\theta) SR_{эвб}R'_iC_{3и}/C_{си} (R_{эвб} + R'_i)$.

В формулах для $U_{3и}$, I_3 и χ сопротивление R'_i — это внутреннее сопротивление выходной цепи транзистора переменному току I_{C1} с учетом угла отсечки: $R'_i = R_i / \gamma_1(\theta)$, где R_i — внутреннее сопротивление транзистора постоянному току, взятое из справочника. Присутствие в формулах для $U_{3и}$ и I_3 множителя $(1 + R_{эвб}/R'_i)$ объясняется тем, что в цепи тока стока имеются последовательно включенные источник с напряжением $E_{си}$, эквивалентное сопротивление нагрузки $R_{эвб}$ и внутреннее сопротивление транзистора R'_i . Указанный множитель учитывает падение напряжения от тока стока на внутреннем сопротивлении транзистора.

Эквивалентная схема входа ПТ, включенного с ОИ, состоит из трех последовательно включенных элементов: $L_{вх ОИ}$, $C_{вх ОИ}$ и $r_{вх ОИ}$, которые рассчитываются по формулам

$$r_{вх ОИ} = R_3 + [R_{3и} + R_{и} + L_{и}S\gamma_1(\theta)/C_{3и}]/\chi;$$

$$L_{вх ОИ} = L_3 + L_{и}/\chi;$$

$$C_{вх ОИ} = \chi C_{3и} / [1 + R_{и} S\gamma_1(\theta)].$$

Определив по этим параметрам резистивную и реактивную составляющие входного сопротивления ПТ в схеме с ОИ:

$$r_{вх} = r_{вх ОИ};$$

$$X_{вх} = \omega L_{вх ОИ} - 1/\omega C_{вх ОИ},$$

можно рассчитать мощность, потребляемую ПТ от предыдущего каскада $P_{вх} = P_3^2 r_{вх} / 2$ и коэффициент усиления ГВВ по мощности $K_P = P_1 / P_{вх}$.

При расчете частотных характеристик и устойчивости ГВВ на ПТ для работы в диапазоне выше 60...80 МГц следует использовать более сложную эквивалентную схему, точнее описывающую внутренние емкости транзисторов. При анализе ГВВ на ПТ с барьером Шотки также рекомендуется воспользоваться эквивалентной схемой именно для этих транзисторов [27]. Что же касается расчета энергетических параметров, то их можно определить по СХ вплоть до самых высоких рабочих частот.

Необходимость радиатора при проектировании ГВВ на ПТ и его размеры определяются так же, как для ГВВ на БТ (см. § 2.16).

2.18. МОДЕЛИРОВАНИЕ НА ЭВМ ЛАМПОВЫХ И ТРАНЗИСТОРНЫХ ГВВ

В § 2.4 было упомянуто, что существует довольно много различных методов моделирования физических (и даже не физических) объектов. Эти методы можно разделить на две группы: физическое моделирование и математическое моделирование. Физическое моделирование крупных систем (например, гидроузлов) широко применяется. Однако для многих систем и устройств, для которых еще 20 — 30 лет тому назад создавались электрические модели, позволяющие выяснить, например, параметры колебательных или переходных процессов, сейчас разрабатываются математические модели, реализуемые на ЭВМ.

Математическое моделирование в отличие от физического оказалось более быстрым, существенно более дешевым, свободным от разрушающего действия экстремальных условий испытания.

В настоящее время оно широко применяется для анализа работы, расчетов и проектирования электрических устройств, в частности каскадов передатчиков колебательных систем и др. Математическая модель например, каскада передатчика — это программа, написанная на одном из языков программирования, реализующая алгоритм, описывающий с необходимой точностью процессы в элементах этого каскада. Таким алгоритмом, например, для ГВВ на лампах может служить набор формул, полученных в § 2.5—2.15, для ГВВ на транзисторах — наборы формул, приведенные в § 2.16—2.17. Естественно, что при этом на модель ГВВ распространяются все ограничения, при которых формулы получены (например, диапазон рабочих частот).

Такая программа, введенная в ЭВМ, особенно при дисплейном вводе-выводе, позволяет очень быстро найти наиболее подходящие режимы, оптимизировать какие-то показатели (чего не обеспечивает даже хорошо сделанный макет этого каскада), существенно облегчает оптимальное проектирование всего передатчика благодаря многократной пригонке друг к другу отдельных его частей.

Рассмотрим теперь подробнее составные части математической модели (ММ) функционального каскада передатчика. Центральным элементом, наиболее трудным для моделирования, является электронный прибор. Математическое моделирование ЭП в значительной степени определяет оперативные свойства модели каскада (объем необходимой памяти ЭВМ, затраты машинного времени на расчеты, временные затраты на подготовку и введение в ЭВМ сведений о параметрах и характеристиках ЭП).

В § 2.4 отмечалось, что ММ какого-либо физического объекта (в данном случае функциональный каскад передатчика) содержит математические объекты (например, числа, векторы) и отношения между ними, т.е. уравнения, формулы. Применительно к ММ ЭП в качестве математических объектов могут быть числа — значения напряжений на

электродах ЭП, значения токов в цепях, а в качестве отношений — связывающие их формулы. Например, если к числу математических объектов для генераторного триода отнести числа — значения $S, D, R, S_{гр}, E_{с0}, E_{а0}$ (параметры, описывающие семейство идеализированных СХ), а в качестве отношений использовать формулы из § 2.6 — 2.9, то получим ММ триода с идеализированными характеристиками. Эта модель может использоваться в диапазоне частот от самых низких до $f_{гр}$ — частоты, при которой время пролета электронов от катода до анода не превосходит $t_{пр} \leq 1/36 f_{гр}^*$, т.е. когда лампа безынерционна.

Поскольку при идеализации СХ теряется информация об их сгибах, делались многочисленные попытки аппроксимировать эти характеристики замкнутыми функциями (полиномами, логарифмическими функциями, функциями арктангенса и др.). Однако использование такой аппроксимации СХ ЭП для расчетов без ЭВМ оказалось достаточно затруднительным из-за сложности, а для расчетов на ЭВМ целесообразнее использовать другие аппроксимации, более точные и удобные для ввода в ЭВМ.

Примером более простой аппроксимации СХ для диапазона рабочих частот, в которой ЭП может считаться безынерционным, является полигональная аппроксимация. В качестве математических объектов для ММ ЭП при такой аппроксимации СХ используются числа — дискретные значения напряжений на электродах (управляющая и экранирующая сетки, анод, затвор, сток, база, коллектор), соответствующие токи в цепях этих электродов, а также входные и выходные данные. Для пояснения на рис. 2.55 показаны реальные СХ генераторного триода. В качестве математических объектов здесь используются напряжения на управляющей сетке $e_c^{(1)}, e_c^{(2)}, e_c^{(3)}, \dots, e_c^{(N)}$, напряжения на аноде $e_a^{(1)}, e_a^{(2)}, e_a^{(3)}, \dots, e_a^{(M)}$ и соответствующие им анодные $i_a(e_c^{(1)}, e_a^{(1)}), i_a(e_c^{(2)}, e_a^{(1)}), \dots, i_a(e_c^{(N)}, e_c^{(M)})$ токи.

К указанным постоянным математическим объектам, описывающим свойства конкретного ЭП, следует добавить переменные математические объекты — мгновенные значения напряжений на электродах и токов в цепях этих электродов $e_c(\omega t), e_a(\omega t), i_a(\omega t)$ и $i_c(\omega t)$.

Для повышения точности и экономии памяти ЭВМ и времени счета общее число математических объектов должно быть согласовано с необходимой точностью, а их размещение в активной области СХ целесообразно делать более частым там, где СХ более нелинейны (в данном примере при малых e_a и e_c).

* Выше уже упоминалось, что граничная частота ЭП $f_{гр}$ устанавливается из условия, что фазовый сдвиг выходного тока по отношению к управляющему сигналу не превосходит 10° или $1/36$ части периода.

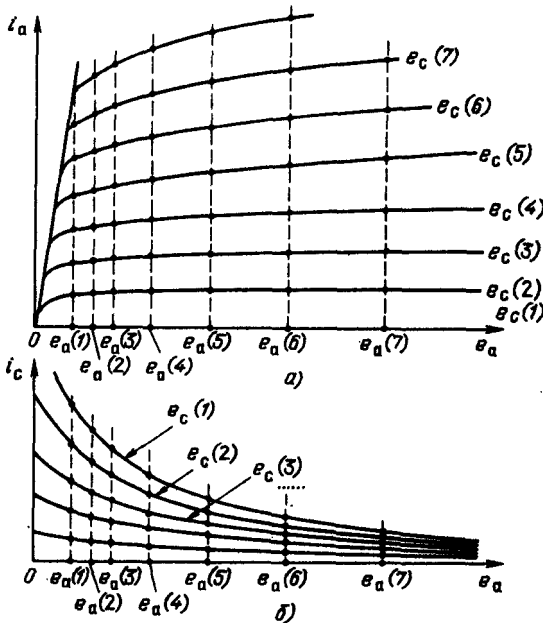


Рис. 2.55. Пример аппроксимации СХ

В качестве отношения между математическими объектами, например в комплексе программ LUARA, используется формула линейной интерполяции на плоскости, в которой для нахождения $i_a(\omega t)$ или $i_c(\omega t)$ по заданным значениям $e_a(\omega t)$ и $e_c(\omega t)$ используются два ближайших к $e_c(\omega t)$ дискретных значения $e_c(N)$ и $e_c(N+1)$ и два ближайших к $e_a(\omega t)$ дискретных значения $e_a(M)$ и $e_a(M+1)$, а также по четыре соответствующих дискретных значения тока:

$$i_a[e_c(N), e_a(M)]; i_a[e_c(N+1), e_a(M)];$$

$$i_a[e_c(N), e_a(M+1)] \text{ и } i_a[e_c(N+1), e_a(M+1)].$$

На рис. 2.56 иллюстрируется методика определения тока i_a . При получении расчетной формулы для i_a (или i_c) допускалось, что в пределах четырехугольника $BCDE$ с двумя криволинейными сторонами ток i_a изменяется линейно с изменениями e_c и e_a . Формула для расчета мгновенного значения i_a по мгновенным значениям e_c и e_a имеет вид

$$i_a = i_a(N, M) + \rho_a [i_a(N, M+1) - i_a(N, M)] + \rho_c \{i_a(N+1, M) - i_a(N, M) + \rho_a [i_a(N+1, M+1) - i_a(N+1, M) - i_a(N, M+1) + i_a(N, M)]\},$$

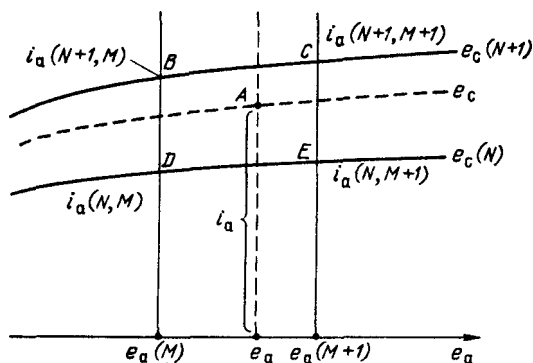


Рис. 2.56. К методике определения анодного тока

где $\rho_a = (e_a - e_a(M)) / (e_a(M+1) - e_a(M))$; $\rho_c = (e_c - e_c(N)) / (e_c(N+1) - e_c(N))$.

Аналогичные формулы можно использовать для расчета токов в цепях других электродов ЭП.

Структурная схема программы, моделирующей ЭП, состоит из элемента ввода значений e_c и e_a , циклов для поиска значений $e_c(N)$, $e_c(N+1)$, $e_a(M)$ и $e_a(M+1)$, удовлетворяющих условиям $e_c(N) \ll e_c \leq e_c(N+1)$ и $e_a(M) \leq e_a \leq e_a(M+1)$, и элемента для вычисления i_a , i_c (рис. 2.57).

Описанная в последнем примере модель ЭП сочетает идейную простоту и возможность получения высокой точности и допускает дальнейшие усовершенствования. Математические модели инерционных ЭП, достаточно точно отражающие протекающие в них процессы, значительно сложнее приведенных выше ММ. Например, для БТ в качестве отношения между математическими объектами (значение тока возбуждения, β_0 , ω_r , ω_f , E_K , E_B и др.) оказывается система из двух дифференциальных уравнений с переменными коэффициентами.

Получив ММ ЭП, можно перейти к рассмотрению ММ генератора с внешним возбуждением. Укрупненная структурная схема программы для ММ ГВВ приведена на рис. 2.58. Она состоит из ММ ЭП и дополнительных элементов. Эти дополнительные элементы должны содержать ММ формирователей напряжений на электродах ЭП в соответствии с исходными данными. Например, при исходных данных: E_a — напряжения анодного питания; U_a — амплитуда напряжения на аноде; E_c и U_c — напряжения смещения и возбуждения на управляющей сетке для ГВВ с резонансной нагрузкой — формируются мгновенные напряжения на аноде и на сетке: $e_a = E_a - U_c \cos \omega t$; $e_c = E_c + U_c \cos \omega t$.

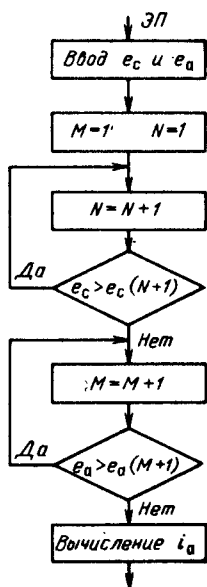


Рис. 2.57. Структурная схема модели ЭП

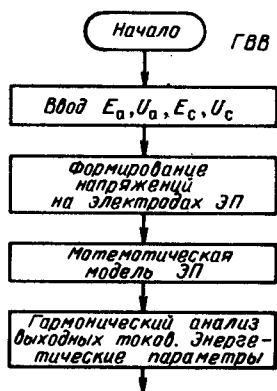


Рис. 2.58. Структурная схема ММ ГВВ

Заканчивается программа ММ ГВВ блоком гармонического анализа анодного и сеточного токов, в результате работы которого получаются токи I_{a0} , I_{a1} , I_{a2} , I_{c0} и др.

Математическая модель функционального каскада передатчика содержит в своем составе ММ ГВВ, а также два дополнительных блока (рис. 2.59).

В первом из них находятся ММ датчиков управляющих сигналов. Датчики могут быть различными в зависимости от функций каскада. Например, для моделирования усилителя с бигармоническим возбуждением датчик формирует напряжение вида $e_c = E_c + U_{c1} (\cos \omega t - k_{nc} \cos n\omega t)$, где n — номер гармоники; k_{nc} — относительная амплитуда гармоники. Для моделирования каскада с анодной модуляцией датчик должен формировать напряжение анодного питания в виде $E_a(t) = E_{ат} (1 + m \cos \Omega t)$, где $E_{ат}$ — напряжение анодного питания в режиме молчания; m — коэффициент модуляции. Для каскада с анодно-экранной модуляцией при бигармоническом возбуждении потребуются оба упомянутые выше датчика и датчик, формирующий модулированное напряжение на экранирующей сетке: $e_{c2} = E_{c2т} (1 + m_{c2} \cos \Omega t)$.

Во втором дополнительном блоке должны размещаться ММ измерительных приборов, измеряющих энергетические и качественные показатели функционального каскада (амперметры, вольтметры, ВЧ киловаттметры, измерители глубины модуляции, измерители нелинейных искажений и др.). Что касается точности работы ММ функциональных каскадов, то при безынерционных ЭП она определяется в основном точностью сведений о ЭП, т.е. тем, насколько точно соответствуют СХ реальному прибору.

Проверка соответствия результатов, полученных от ММ и реального усилителя модулированных колебаний с двухтоновым равноамплитудным испытательным сигналом, показала, что расхождение энергетических показателей не превышает 1...2%, а расхождение для коэффициента нелинейных искажений третьего порядка, измеренное методом двух тонов, не более 1,5 дБ (на уровне -36 дБ).

2.19. ГВВ С ТРАНЗИСТОРАМИ В КЛЮЧЕВОМ РЕЖИМЕ

Генераторные транзисторы в современных передатчиках работают, как правило, с полным использованием по мощности, особенно в выходных каскадах. Требование высокой надежности работы транзисторов в этих каскадах сводится прежде всего к выбору режимов, в которых токи и напряжения заведомо ниже максимально допустимых, а мощности рассеяния минимальны. Последнее требование — минимизация мощности рассеяния на транзисторах главным образом относится к БТ, однако и для ПТ оно не может быть излишним.

Как показано в § 2.13 и 2.16, проблема минимизации рассеиваемой мощности на ЭП в ГВВ сводится, во-первых, к максимальному приближению формы импульсов коллекторного (стокового) тока и напряжения на коллекторе (стоке) к меандру и, во-вторых, к созданию таких условий для транзистора, при которых он находится либо в состоянии отсечки, либо в состоянии насыщения.

Реализация этих условий возможна, например, в ГВВ на БТ по схеме рис. 2.60,а. Если в цепь базы подать большой ток возбуждения I_B , то при сравнительно большом R_n транзистор будет находиться практически только в одном из двух состояний: отсечки или насыщения. Такой режим работы ЭП называется *ключевым*. Эквивалентная схема ГВВ

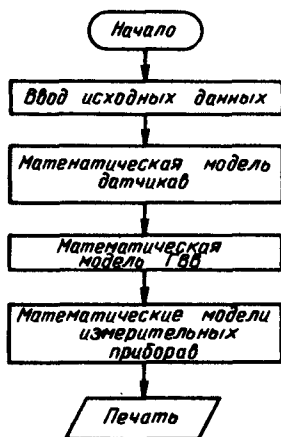


Рис. 2.59. Структурная схема ММ функционального каскада

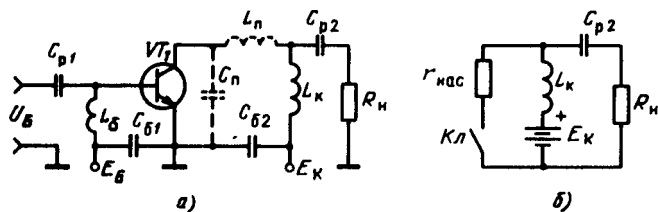


Рис. 2.60. Схема транзисторного ГВВ в ключевом режиме

имеет вид, изображенный на рис. 2.60,б. Здесь транзистор заменен ключом Кл с последовательно включенным $r_{нас}$. В этой схеме в установившемся режиме через дроссель L_k течет неизменный по величине ток I_{K0} . При замыкании ключа ток $I_{Km} = I_{K0} + I_{K-}$ устремляется через транзистор, на котором создается падение напряжения $e_{ост} = I_{Km} r_{нас}$. На этом интервале заряженный конденсатор C_{p2} и нагрузка R_n включены параллельно источнику питания и дросселю. При размыкании ключа на коллекторе транзистора возникает напряжение $e_{Kmax} = E_K + U_K = E_K + R_n I_{K-}$ (рис. 2.61,а). На этом интервале заряженный дроссель включен последовательно с источником питания коллекторной цепи.

Полагая, что импульсы коллекторного тока имеют прямоугольную форму (рис. 2.61,а) с углом отсечки θ , можно последовательность этих импульсов разложить в ряд Фурье:

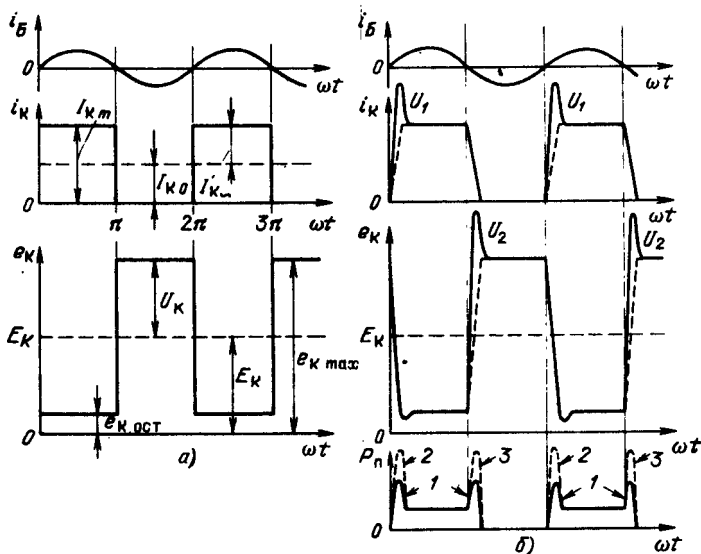


Рис. 2.61. Эпюры токов и напряжений в ключевом ГВВ

$$i_K = I_{K_m} [\alpha_{0n}(\theta) + \alpha_{1n}(\theta) \cos \omega t + \alpha_{2n}(\theta) \cos 2\omega t \dots]$$

Здесь n — номер гармоники; $\alpha_{np}(\theta)$ — коэффициенты разложения для прямоугольного импульса:

$$\alpha_{0n}(\theta) = \theta/\pi; \quad \alpha_{1n}(\theta) = 2 \sin \theta/n\pi.$$

Амплитуда первой гармоники коллекторного тока $I_{K1} = I_{K_m} \alpha_{1n}(\theta)$ при $\theta = 90^\circ$ имеет максимум и равна $I_{K1} = 2I_{K_m}/\pi = 0,635 I_{K_m}$. При этом от ГВВ можно получить наибольшую мощность на первой гармонике. Максимум же КПД по первой гармонике получается при $\theta \approx 65^\circ$, т.е. при максимальном отношении $\alpha_{1n}^2(\theta)/\alpha_{0n}(\theta) = \sin^2(\theta)/\theta$.

Рассмотрим случай, когда угол отсечки коллекторного тока $\theta = 90^\circ$. Состояние насыщения имеет место, если $I_{K_m} = S_{гр} e_{K гр}$. Составляющие коллекторного тока $I_{K0} = I_{K-} = I_{K_m}/2$. Амплитуда напряжения на коллекторе $U_K = I_{K-} R_n = I_{K_m} R_n/2 = E_K - I_{K_m} r_{нас}$. Потребляемая коллекторной цепью мощность от источника питания

$$P_0 = I_{K0} E_K = E_K I_{K_m}/2. \quad (2.68)$$

Рассеиваемая на транзисторе мощность равна мощности потерь на сопротивлении

$$P_{пот} = I_{K_m}^2 r_{нас}/2 = P_0 e_{K ост}/E_K, \quad (2.69)$$

где коэффициент $1/2$ учитывает, что $\theta = 90^\circ$.

Для коллекторной цепи КПД

$$\eta_3 = (P_0 - P_{потр})/P_0 = 1 - e_{K ост}/E_K, \quad (2.70)$$

Здесь полезной мощностью на нагрузке являются мощности всех гармоник коллекторного тока. В отличие от ранее употребляемого КПД, где в качестве полезной мощности учитывается только мощность первой гармоники $\eta_K = P_1/P_0$, КПД, введенный в (2.70), будем называть *электронным* и обозначать η_3 .

Расчеты показывают, что для современных БТ $e_{K ост}/E_K \approx 0,03 \dots 0,1$ и $\eta_3 \approx 97 \dots 90\%$; для ПТ с длинным каналом $e_{C ост}/E_C \approx 0,2 \dots 0,3$ и $\eta_3 \approx 80 \dots 70\%$; для ПТ с коротким каналом $e_{C ост}/E_C \approx 0,05 \dots 0,12$ и $\eta_3 \approx 95 \dots 88\%$.

При использовании ГВВ с ЭП в ключевом режиме в передатчиках необходимо, чтобы колебания в нагрузке были гармоническими, а нагрузка ЭП была бы резистивной, т.е. одинаковой для всех гармоник коллекторного тока. Такую нагрузку можно осуществить по схеме, приведенной на рис. 2.62, где $R_6 = R_n$. Фильтр НЧ пропускает колебания

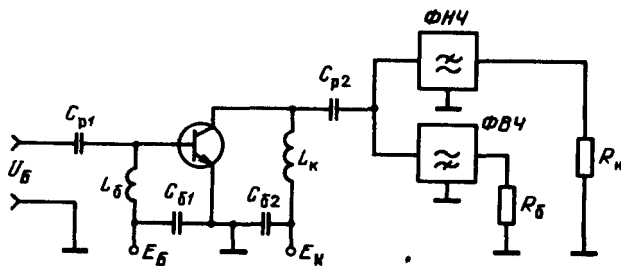


Рис. 2.62. Генератор с внешним возбуждением и нагрузкой в виде «вилки фильтров»

первой гармоники к нагрузке R_{κ} , фильтр ВЧ — все частоты, начиная со второй гармоники и выше, к балластному сопротивлению R_{δ} .

Определим мощность P_1 , отдаваемую ГВВ в нагрузку R_{κ} . Найдя амплитуды первых гармоник коллекторного тока $I_{\kappa 1} = 2I_{\kappa m}/\pi$ и напряжения на коллекторе $U_{\kappa 1} = 4 U_{\kappa}/\pi = 4 (E_{\kappa} - e_{\kappa \text{ост}}/\pi)$, получим

$$P_1 = U_{\kappa 1} I_{\kappa 1} / 2 = 4 I_{\kappa m} E_{\kappa} (1 - e_{\kappa \text{ост}}/E_{\kappa}) / \pi^2. \quad (2.71)$$

По первой гармонике КПД $\eta_{\kappa} = P_1/P_0$. Подставив в это выражение (2.71) и (2.68), найдем

$$\eta_{\kappa} = 8 (1 - e_{\kappa \text{ост}}/E_{\kappa}) / \pi^2 = 0,81 \eta_3. \quad (2.72)$$

Отсюда следует, что, хотя η_{κ} , как правило, не выше, чем КПД ГВВ с резонансной нагрузкой (действительно, при $\eta_3 = 0,9$ $\eta_{\kappa} = 0,72$), мощность, рассеиваемая на транзисторе в ключевом режиме, существенно ниже, поскольку здесь суммарная мощность гармоник второй и выше рассеивается на балластном сопротивлении.

Режим возбуждения транзистора, работающего в ключевом режиме, выбирается обычно из условий получения $\theta = 90^\circ$ и прямоугольной формы импульса i_{κ} . Первое условие выполняется, если выбрать $E_{\delta} \approx E'_{\delta}$, второе — если выбрать коэффициент насыщения в цепи транзистора $S_{\kappa} = \beta I_{B \text{max}} / I_{\kappa \text{max}}$ равным 2...4. Другими словами, ток возбуждения $I_{B \text{max}}$ устанавливается в 2...4 раза больше, чем в граничном режиме. Максимальное напряжение на выходе транзистора будет $U_{B \text{max}} = E'_{\delta} + I_{B \text{max}} r_{\delta}$, а коэффициент усиления по мощности $K_p = \beta U_{\kappa} / (E'_{\delta} + I_{B \text{max}} r_{\delta}) S_{\kappa}$ примерно в S_{κ} раз меньше, чем в граничном режиме. При выборе E_{κ} обычно исходят из условия $e_{\kappa \text{max}} = E_{\kappa} + U_{\kappa} < e_{\kappa \text{доп}}$ и $U_{B \text{max}} < e_{BЭ \text{доп}}$ (см. гл. 11).

Приведенные выше соотношения для мощности, КПД и K_p справедливы при работе ГВВ на сравнительно низких частотах ($f_p < f_{\beta}$), где практически незаметно влияние ряда причин, осложняющих работу

ГВВ в ключевом режиме на высоких рабочих частотах. Рассмотрим влияние трех таких причин.

1. *Потери из-за инерционности* транзистора обусловлены тем, что переход транзистора из состояния отсечки в состояние насыщения и обратно, строго говоря, занимает некоторое время: $\tau_{пф}$ — для переднего фронта и $\tau_{зф}$ — для заднего фронта (среза). В течение этих интервалов транзистор находится в активной области, где потери, т.е. мощность, рассеиваемая на коллекторном переходе, больше, чем в режиме насыщения (см. рис. 2.61,б внизу). Здесь всплески потерь на транзисторе отмечены цифрами 1. Среднее значение потерь из-за инерционности пропорционально времени, когда они имеют место: $\tau_k = \tau_{пф} + \tau_{зф}$. Приняв передний и задний фронты импульсов i_k и U_k в виде прямых, найдем относительную мощность потерь в транзисторе:

$$P_{п\text{ акт}}/P_0 = 4\tau_k/3T. \quad (2.73)$$

Здесь T — период рабочей частоты ГВВ: $T = 1/f_p$. Максимальная рабочая частота, при работе на которой эти потери будут не больше 3%, получается из (2.73):

$$\omega_{max} \leq 0,1 \pi/2\tau_k.$$

2. *Коммутативные потери* в ГВВ на транзисторах в ключевом режиме возникают из-за наличия в схеме ГВВ (см. рис. 2.60,а) паразитных элементов C_n и L_n . Приведенная к выходу транзистора емкость C_n почти равна емкости коллектор-база C_k (см. рис. 2.41), поскольку $C_k \leq C_d$ и $C_k \leq C_3$.

На интервале отсечки емкость C_n заряжается до напряжения $2E_k - e_{k\text{ ост}}$, а затем сразу после перехода транзистора в режим насыщения разряжается на сопротивление $r_{нас}$. Вследствие этого в начале каждого импульса коллекторного тока возникает узкий разрядный импульс U_1 (см. рис. 2.61,б), а на эюре мощности потерь появляется дополнительный всплеск 2 (см. рис. 2.61,б внизу).

Мощность потерь из-за емкости C_n пропорциональна этой емкости, квадрату напряжения E_k и частоте появления всплесков, т.е. рабочей частоте f_p :

$$P'_{пк}/P_0 = 2f_p C_n E_k^2 / P_0 = 2f_p C_n R_n. \quad (2.74)$$

Распределенная индуктивность монтажа коллекторной цепи L_n проявляется в момент перехода транзистора из состояния насыщения в состояние отсечки в виде всплеска напряжения U_2 на этой индуктивности. Запасенная в L_n энергия рассеивается при дозарядке конденсатора C_n , а также на сопротивлении транзистора во время прохождения им активного состояния (на эюре мощности потерь — всплеск 3).

Потери мощности из-за $L_{\text{п}}$ пропорциональны величине индуктивности $L_{\text{п}}$, рабочей частоте $f_{\text{р}}$ и квадрату протекаемого тока $I_{\text{Км}}$:

$$P''_{\text{п ком}} \approx f_{\text{р}} L_{\text{п}} I_{\text{Км}}^2 / 2. \quad (2.75)$$

Мощность $P''_{\text{п ком}}$ становится заметной на очень высоких частотах. Максимальные рабочие частоты, при которых относительные потери $P'_{\text{п ком}}/P_0$ и $P''_{\text{п ком}}/P_0$ оказываются около 3%, могут быть найдены из выражений $\omega_{\text{max}} \leq 0,1/R_{\text{н}} C_{\text{п}} \omega''_{\text{max}} \leq 0,1 R_{\text{н}}/L_{\text{п}}$.

Возбуждение транзисторов, работающих в ключевом режиме, обычно производится гармоническим током с большой амплитудой, при которой импульсы $i_{\text{К}}$ имеют почти прямоугольную форму. Поэтому мощность, потребляемая базовой цепью от предыдущего каскада, оказывается сравнительно большой, а коэффициент усиления по мощности $K_{\text{р}}$ ГВВ в ключевом режиме заметно ниже чем $K_{\text{р}}$ ГВВ в ННР. Недостатки ГВВ в ключевом режиме с активной нагрузкой — быстрый рост потерь с увеличением рабочей частоты и низкое значение $K_{\text{р}}$ — ограничивают область их применения.

Существенно ниже потери при работе на высоких частотах имеют ГВВ в ключевом режиме с формирующим контуром. Идея такого ГВВ состоит в том, что паразитные элементы $C_{\text{п}}$ и $L_{\text{п}}$ в этом ГВВ входят в состав колебательного контура $C_{\text{к}} L_{\text{к}}$ (рис. 2.63), транзистор находится в одном из двух состояний: отсечки или насыщения и открывается и закрывается в те моменты времени, когда напряжение на коллекторе (на емкости $C_{\text{к}}$) равно нулю.

Схемы ГВВ в ключевом режиме с активной нагрузкой (см. рис. 2.60) и формирующим контуром (рис. 2.63) одинаковы; различие заключается лишь в том, что во второй схеме элементы $C_{\text{к}}$, $L_{\text{к}}$, C_{62} образуют колебательный контур, настроенный на частоту, близкую к рабочей.

Рассмотрим кратко работу такого ГВВ в установившемся режиме. Пусть транзистор закрыт, а на емкости $C_{\text{к}}$ максимальное напряжение. С течением времени конденсатор $C_{\text{к}}$ разряжается на индуктивность $L_{\text{к}}$. В зависимости от внесенного сопротивления потерь в контур $R'_{\text{н}} = (\omega L_{\text{к}})^2 / R_{\text{н}}$ разряд может идти по одной из трех траекторий (рис. 2.64, б): 1 — затухание слишком велико; 2 — затухание мало; 3 — оптимальное затухание. При этом затухании в момент t_1 , когда $U_{\text{к}} = U_{\text{СК}}$ оказывается равным нулю, также равны нулю производная $dU_{\text{к}}/dt = 0$ и ток в катушке контура $L_{\text{к}}$. Ток возбуждения и его частота подобраны так, что в момент t_1 открывается транзистор, конденсатор $C_{\text{к}}$ шунтируется малым сопротивлением $r_{\text{нас}}$ и колебательный процесс прекращается. Появляется ток через индуктивность и нарастает пропорционально времени (рис. 2.64, в). В момент t_2 под воздействием тока возбуждения транзистор закрывается при напряжении на нем $e_{\text{СК}} = i_{\text{К}}(t_2) r_{\text{нас}}$. Начи-

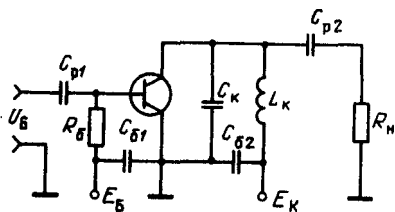
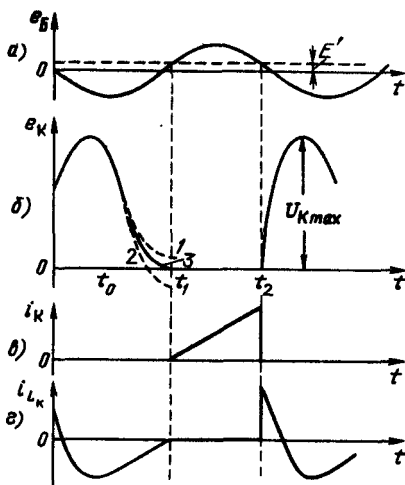


Рис. 2.63. Схема ГВВ с формирующим контуром

Рис. 2.64. Эпюры токов и напряжений в ГВВ с формирующим контуром



ная с момента t_2 , текущий через L_k ток заряжает емкость C_k . В момент t_3 емкость C_k снова зарядится до максимального напряжения, ток через катушку L_k упадет до нуля и начнется следующий цикл (рис. 2.64,2). Рассмотренный ключевой режим ГВВ называют *оптимальным*. При этом режиме потери в транзисторе оказываются минимальными.

Из эпюр на рис. 2.64 видно, что напряжение e_k на коллекторе и, следовательно, на нагрузке R_n довольно сильно отличается от гармонического. Для того чтобы сделать напряжение на нагрузке R_n гармоническим, перед ней включают фильтр (в простейшем случае — последовательный колебательный контур, настроенный на частоту f_p). Изменение режима ГВВ при этом оказывается незначительным, поскольку вносимое сопротивление в контур $L_k C_k C_{Б2}$ на частоте первой гармоники сохраняется первоначальным, а уровни второй и высших гармоник сравнительно малы. Экспериментальные исследования показывают, что КПД по первой гармонике ГВВ с формирующим контуром в оптимальном режиме практически равен электронному КПД: $\eta_{к1} \approx \eta_e$, а максимальная рабочая частота такого ГВВ $\omega_{max} \approx (0,2 \dots 1,5) / C_n R_n$, т.е. в 2...15 раз выше, чем для ГВВ с активной нагрузкой. Показатели ГВВ почти не изменяются в диапазоне рабочих частот $f_p \approx (0,5 \dots 0,85) f_{рез}$, где $f_{рез} = 1/2\pi\sqrt{L_k C_k}$ — резонансная частота формирующего контура.

Существенным недостатком ГВВ с формирующим контуром является довольно высокий пик-фактор напряжения на транзисторе $U_{кmax} \approx (3,3 \dots 4) E_k$, в связи с чем приходится выбирать пониженные значения E_k , что несколько снижает P_1 и КПД.

2.20. УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ

Умножители частоты в передатчиках используют для повышения частоты колебаний в целое число раз. Они применяются в возбуждателях для формирования сетки частот, непосредственно в трактах передатчиков для повышения рабочей частоты, а в передатчиках с ЧМ или ФМ также и для увеличения индекса модуляции. В многокаскадных передатчиках каскад умножения частоты часто включают так, чтобы он делил тракт передатчика на две части. Поскольку при этом каскады до умножителя и каскады после него будут работать на разных частотах, то существенно повышается устойчивость всего передатчика. Основными характеристиками умножителей частоты являются: кратность умножения частоты n ; рабочая частота или диапазон рабочих частот; степень подавления входного сигнала и побочных частот; энергетические параметры (выходная мощность P_n , коэффициент усиления по мощности K_p , КПД).

Умножители частоты можно разделить на два класса по типу используемых приборов: 1) умножители на нелинейных активных приборах (лампы, транзисторы); 2) умножители на нелинейных пассивных приборах (диоды, варикапы).

Ламповые и транзисторные умножители частоты по существу являются генераторами с внешним возбуждением и отличаются от рассмотренных выше ГВВ только тем, что выходной контур умножителя настроен на n -ю гармонику частоты возбуждения, а режим ЭП выбирается таким, чтобы получить максимальные полезную мощность P_n и КПД. Для умножителей частоты на лампах можно, например, использовать схему на рис. 2.6; для транзисторных умножителей — схему на рис. 2.54. В этих схемах колебательный контур в выходной цепи должен быть настроен на вторую или третью гармонику входной частоты ($n = 2; 3$). Более высокая кратность умножения почти не применяется из-за резкого снижения P_n и КПД. Колебательные контуры умножителей должны иметь как можно более высокую рабочую добротность Q_p , чтобы снизить в выходном колебании напряжения с частотой возбуждения и других гармоник. Иногда для более сильного подавления этих нежелательных компонент вместо одного колебательного контура включают более сложный полосовой фильтр.

Анализ работы ламповых и транзисторных умножителей и расчет параметров их режимов выполняются так же, как и для ГВВ, работающих усилителями. Поскольку напряжение (или ток) возбуждения и напряжение на выходном контуре умножителя могут быть приняты гармоническими, то для получения наибольшей полезной мощности P_n и КПД $\eta = P_n/P_0$ следует поставить ЭП в граничный режим.

Предположим, что задана необходимая полезная мощность P_n , выбран тип ЭП и, следовательно, установлены его параметры и выбраны номиналы напряжений питания. Тогда амплитуду напряжения n -й гар-

моники на выходе ЭП, соответствующую граничному режиму, можно определить из (2.15):

$$U_{n\text{гр}} = E_a \xi_{\text{гр}} = E_a [0,5 + 0,5 \sqrt{1 - 8P_n/\alpha_n(\theta)S_{\text{гр}}E_a^2}].$$

Электронный прибор в умножителе частоты обязательно работает с отсечкой выходного тока (классы В, С). Угол отсечки выходного тока, например анодного, для ламповых умножителей имеет различные оптимальные значения в зависимости от кратности умножения. В § 2.8 было показано, что анодный ток в виде импульсов косинусоидальной формы с отсечкой можно представить в виде ряда Фурье (2.27). Коэффициенты этого ряда, если анодный ток задан амплитудой импульса $I_{\text{ан}}$ и углом отсечки θ , определяются с помощью коэффициентов $\alpha_n(\theta)$: $I_{\text{ан}} = \alpha_n(\theta) I_{\text{ам}}$. Оптимальный угол отсечки $\theta_{\text{опт}}$, при котором получаются максимальные значения P_n и $I_{\text{ан}}$, равен углу отсечки, при котором $\alpha_n(\theta_{\text{опт}})$ принимает также максимальное значение:

$$\theta_{\text{опт}} = 120^\circ/n. \quad (2.76)$$

Таким образом, для умножителя с $n = 3$ $\theta_{\text{опт}} = 40^\circ$. Этот же результат получим по рис. 2.19,б.

Если для умножителя частоты задана амплитуда напряжения (тока) возбуждения, например U_c , то составляющие анодного тока определяются с помощью коэффициентов $\gamma_n(\theta)$: $I_{\text{ан}} = S(U_c - DU_a)\gamma_n(\theta)$. Здесь, как и в предыдущем случае, при оптимальном угле отсечки $\theta_{\text{опт}}$ полезная мощность P_n , амплитуда $I_{\text{ан}}$ и коэффициент $\gamma_n(\theta)$ принимают максимальные значения. Знак величин не имеет значения, поэтому в отличие от рис. 2.19, на рис. 2.65 приведены графики абсолютных значений $|\gamma_n(\theta)|$ для $n = 2, 3, 4, 5$ в зависимости от θ , а также графики $g_n(\theta) = \gamma_n(\theta)/\gamma_0(\theta)$. Из этого рисунка следует, что графики для $|\gamma_n(\theta)|$ расположены симметрично относительно вертикальной линии при $\theta = 90^\circ$; графики же для $g_n(\theta)$ показывают, что значения $g_n(\theta)$ при $0 < 90^\circ$ принимают существенно большие значения, чем при $\theta > 90^\circ$. Таким образом, для умножителя с $n = 3$ углы отсечки $\theta = 60$ и 120° равноценны в отношении полезной мощности, но совершенно не равноценны в отношении КПД: $\eta_a = P_n/P_0 = 0,5\xi_{\text{гр}}(\theta)$, поскольку $g_3(60^\circ) \approx 0,63$, а $g_3(120^\circ) \approx 0,11$.

При кратности умножения $n = 4$ и выше функции $|\gamma_n(\theta)|$ в интервале $0 \leq \theta \leq 90^\circ$ имеют два или более неровных максимума. Для получения максимальной мощности P_n следует выбирать $\theta_{\text{опт}}$ соответствующим наибольшему максимуму $|\gamma_n(\theta)|$. Однако на практике чаще исходят из условия получения наибольшего КПД и принимают за оптимальный

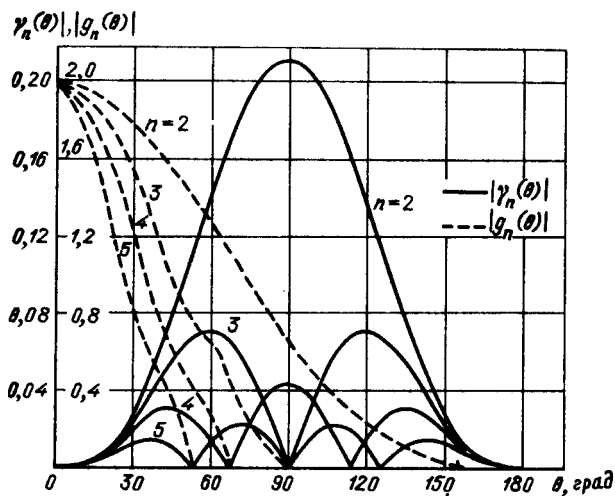


Рис. 2.65. Изменение модулей коэффициентов Берга в зависимости от угла отсечки

угол отсечки, соответствующий крайнему левому максимуму $|\gamma_n(\theta)|$. При этих условиях оптимальный угол отсечки может быть выбран из условия

$$\theta_{\text{опт}} = 180^\circ/n. \quad (2.77)$$

Однако даже при выборе этих оптимальных углов отсечки по мере увеличения кратности умножения n КПД выходной цепи ЭП остается низким (меньше 0,3), полезная мощность P_n снижается для выбранного ЭП почти пропорционально n^2 . Некоторое ослабление этого снижения требует резкого увеличения напряжения (тока) возбуждения, при этом существенно снижается коэффициент усиления каскада по мощности, требуется увеличенное нагрузочное сопротивление. Наконец, при увеличении n уменьшается относительная расстройка $n/(n-1)$ и $n/(n+1)$ между выделяемой гармоникой и гармониками, которые следует подавить, требуется более сложный фильтр, увеличение рабочих добротностей контуров. По этим причинам в современных передатчиках применяют умножители сравнительно малой мощности (ватты, доли ватта) и, как правило, в предварительных каскадах с постоянной рабочей частотой и кратностью умножения не выше $n = 3$.

В современных диапазонных передатчиках для облегчения операций настройки применяют так называемые *широкодиапазонные неперестраиваемые умножители частоты*. В этих умножителях выбором режима работы ЭП и схемы их включения в каскаде добиваются того, чтобы в спектре выходного напряжения (или тока) каскада полностью отсутствовали (или были значительно ослаблены) составляющие с частотами

ω , $(n - 1)\omega$ и $(n + 1)\omega$. В идеальном случае желательны отсутствие всех составляющих, кроме полезной с частотой $n\omega$. Это позволяет сделать умножитель частоты широкодиапазонным без переключаемых или перестраиваемых фильтрующих элементов.

Примером такого умножителя является двухтактный удвоитель частоты (рис. 2.66,а). Благодаря входному трансформатору Tr_1 с заземленной по радиочастоте средней точкой транзисторы возбуждаются токами i'_B и i''_B с одинаковыми амплитудами и противоположными фазами. Коллекторные цепи транзисторов подключены к нагрузке параллельно. Напряжение смещения на базах транзисторов установлено равным $E_B = E'$, вследствие чего угол отсечки коллекторных токов $\theta = 90^\circ$.

На рис. 2.66,б приведены эпюры входного напряжения возбуждения $U_{вх}$, коллекторных токов i'_K и i''_K и напряжения на сопротивлении нагрузки U_H . При выбранной схеме удвоителя и режимах транзисторов выходное напряжение состоит из напряжений второй и последующих четных гармоник. Постоянная составляющая коллекторных токов в нагрузку не поступает, а амплитуды второй, четвертой и т.д. гармоник относительно невелики. Наличие нижнего сгиба реальных характеристик $i_K = f(i_B)$ приводит к дополнительному снижению амплитуд этих гармоник (см. рис. 2.66,б, штриховая кривая).

В удвоителе частоты (см. рис. 2.66,а) вместо транзисторов можно использовать высокочастотные диоды. Однако из-за низкого КПД и малой выходной мощности умножители этого типа не получили применения в передатчиках.

В удвоителях частоты описанного вида (см. рис. 2.66,а) особенно полезно использование полевых транзисторов, у которых нижняя часть проходной характеристики $i_C = f(e_2)$ имеет довольно протяженный

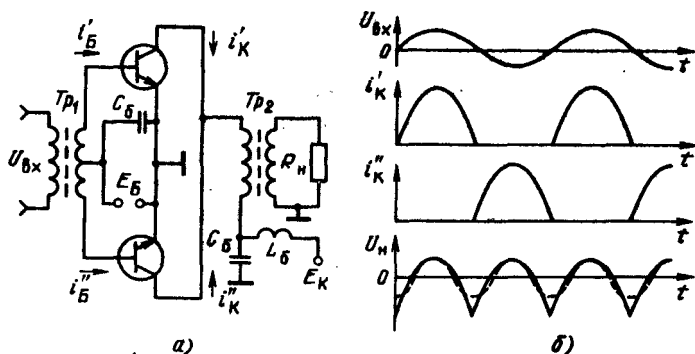


Рис. 2.66. Схема двухтактного удвоителя частоты

квадратичный участок, на котором крутизна S_g пропорциональна мгновенному напряжению на затворе: $S_g = K(e_3 - E'_3)$. При гармоническом возбуждении на затворах $e'_3 = E_3 + U_3 \cos \omega t$ и $e' = E_3 \cos \omega t$ токи стоков при $E_3 = E'_3$ содержат только постоянную составляющую и вторую гармонику: $i'_C = i''_C = 0,5 KU^2_3 + 0,5 KU^2_3 \cos 2\omega t$, а напряжение на нагрузке оказывается гармоническим и имеет частоту 2ω .

В современных передатчиках умножители частоты на транзисторах работают в диапазоне ниже 5...10 ГГц. В передатчиках более высокочастотных после оконечного транзисторного усилителя включают один или несколько умножителей частоты на специальных полупроводниковых диодах-варикапах (варакторах). К этим умножителям предъявляются следующие требования: заданная выходная мощность P_n ; высокий КПД $\eta = P_n/P_{вх}$; заданный рабочий диапазон частот.

Структурная схема (рис. 2.67) и принцип работы варикапного умножителя следующие. Умножитель состоит из входного полосового фильтра Φ_1 с центральной частотой ω , варикапа В, выходного полосового фильтра с центральной частотой $n\omega$. На вход фильтра Φ_1 от генератора Г (или предварительного каскада) подаются колебания с частотой ω и мощностью $P_{вх}$. К выходу фильтра Φ_2 подключена нагрузка, на которой рассеивается выходная мощность $P_{вых}$. Полосы пропускания фильтров Φ_1 и Φ_2 не перекрываются. Различают два режима работы варикапа: 1) варикап даже при максимальных напряжениях на нем закрыт, угол отсечки тока через варикап $\theta = 0$; 2) варикап открыт на части периода входного колебания, угол отсечки тока через варикап $\theta > 0$. В первом случае входной гармонический ток с частотой ω , протекающий через варикап, создает негармоническое напряжение на варикапе, вследствие которого возникает гармонический выходной ток с частотой $n\omega$. Происходит преобразование колебаний с одной частотой в колебания другой частоты. При работе варикапа с отсечкой ($\theta > 0$) в цепи смещения варикапа появляется постоянный ток — побочный результат работы варикапа как выпрямителя. Теоретический КПД варикапного умножителя частоты при $\theta = 0$ равен 1. В действительности из-за потерь в фильтрах и варикапе КПД < 1 .

Рассмотрим причины потерь в варикапе при преобразовании частоты и возможности их минимизации. Эквивалентная схема мощного варикапа для преобразователей частоты приведена на рис. 2.68. Она содержит индуктивность выводов L_s , резистор R_s — сопротивление материала полупроводника, резистор R_R — дифференциальное сопро-

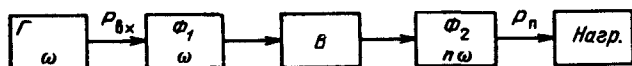


Рис. 2.67. Структурная схема умножителя частоты

тивление перехода, C_b — барьерную емкость закрытого варикапа и $C_{\text{диф}}$ — диффузионную емкость. На рис. 2.69 показаны графики для C_b и $C_{\text{диф}}$ в зависимости от мгновенного напряжения на варикапе. Барьерная емкость на большем интервале напряжений e_b меняется сравнительно мало (2...4 раза); диффузионная емкость $C_{\text{диф}}$, равная нулю при $e_b < 0$, резко увеличивается по мере приближения e_b к E' — напряжению, при котором открывается варикап. Поэтому при теоретических исследованиях и расчетах вольт-фарадную характеристику варикапов аппроксимируют двумя отрезками прямых a_1a_2 , a_2a_3 (см. рис. 2.69).

Поскольку барьерная емкость C_b закрытых варикапов незначительно изменяется при изменении e_b и сравнительно мала (десятки нанофарад), то режим варикапа с полностью закрытым переходом используется только на очень высоких частотах (более 10 ГГц) в удвоителях и утроителях частоты.

В умножителях частоты большей кратности и работающих на более низких частотах обычно используется режим с отпиранием p - n перехода, когда к барьерной емкости C_b добавляется диффузионная емкость, превышающая первую на несколько порядков. В результате резкого увеличения диапазона изменения емкости $C_b = C_b + C_{\text{диф}}$ увеличивается накапливаемый на ней заряд, возрастает рабочий ток и преобразуется мощность. При этом и мощность, и КПД умножителя оказываются достаточно большими даже при высокой кратности n (до 5—7).

Условия минимизации потерь в варикапе различны при открытом и закрытом p - n переходах. При открытом переходе необходимо, чтобы ток через переход протекал бы в основном через диффузионную емкость $C_{\text{диф}}$, т.е. емкостное сопротивление $1/\omega C_{\text{диф}}$ должно быть много меньше сопротивления R_R . Рабочую частоту с учетом этого условия можно определить из неравенства

$$\omega > 10/\tau_{\text{рек}}, \quad (2.78)$$

где $\tau_{\text{рек}} = C_{\text{диф}}R_R$ — постоянная времени рекомбинации. Если условие (2.78) не будет выполняться, то значительный ток потечет через R_R . В

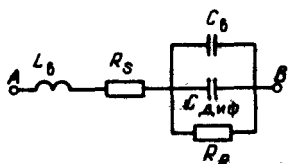
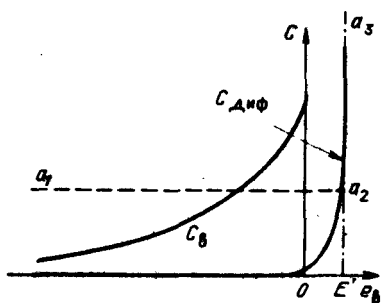


Рис. 2.68. Эквивалентная схема варикапа

Рис. 2.69. Зависимость емкости варикапа от напряжения смещения



результате возникнет интенсивное преобразование энергии ВЧ колебаний в энергию постоянного тока, которая будет выделяться по цепи смещения.

При закрытом переходе в эквивалентной схеме варикапа остаются L_n , R_n и C_n . Отсюда следует, что потери в этом режиме будут малы тогда, когда емкостное сопротивление $1/\omega C_n$ много больше сопротивления R_n . Отсюда условие, ограничивающее рабочую частоту сверху при незначительности потерь:

$$\omega < 1/10 C_n R_n. \quad (2.79)$$

Наконец, в варикапах имеют место потери из-за конечного времени t_n восстановления закрытого состояния p - n перехода. Эти потери становятся незначительными, если рабочая частота выбрана с учетом неравенства $\omega < 1/10 t_n$.

Таким образом, в некотором интервале частот, определяемых, с одной стороны, неравенством (2.76) и, с другой стороны, неравенствами (2.77) и (2.78), варикап будет эквивалентен нелинейной емкости с относительно малыми потерями как в открытом, так и в закрытом состоянии.

На рис. 2.70 приведены эквивалентные схемы умножителей частоты при параллельном и последовательном включении варикапа. В реальных варикапных умножителях, работающих в диапазоне СВЧ, входные и выходные фильтры выполняются в виде волноводных или полосковых конструкций. При определенных соотношениях между элементами эквивалентных схем они оказываются равноценными, поэтому можно ограничиться изучением любой из них.

Рассмотрим подробнее схему с параллельным включением варикапа (рис. 2.70,а). Примем, что последовательные контуры входного и выходного фильтров настроены соответственно на частоту входного ω и выходного $n\omega$ колебаний и обладают достаточно высокой добротностью. Следовательно, через варикап в этом случае могут протекать три тока: постоянная составляющая I_{n0} (если $\theta > 0$) и два гармонических тока: $i_1 = I_1 \sin \omega t$ и $i_2 = I_n \sin n\omega t$.

Чтобы представить физические явления, имеющие место при работе варикапа, сначала рассмотрим более простой случай. Пусть цепь, подключающая выходной фильтр к варикапу, разорвана. На варикап поданы запирающее напряжение E_n и входной ток $i_1 = I_1 \sin \omega t$, амплитуда которого, начиная с момента $t = 0$, увеличивается по линейному закону. Вольт-фарадную характеристику варикапа аппроксимируем, как было отмечено выше, двумя отрезками прямой. На рис. 2.71 изображены: эпюры входного тока (а); вольт-фарадная характеристика варикапа (б) и эпюра напряжений на варикапе (в). Аппроксимированная вольт-фарадная характеристика варикапа показывает, что варикап имеет посто-

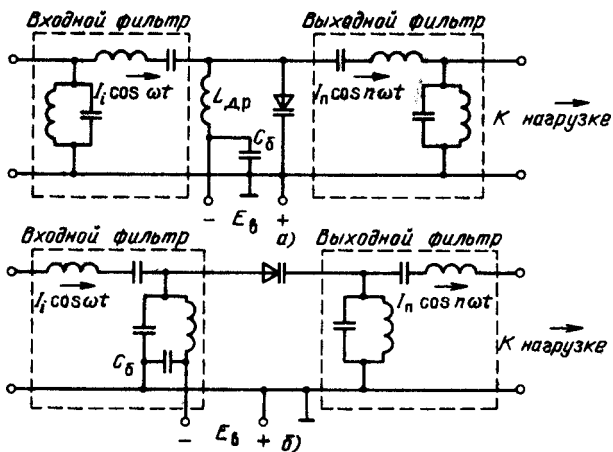


Рис. 2.70. Схемы умножителей частоты при параллельном (а) и последовательном (б) включениях варикапа

янную емкость C при всех напряжениях $e_n < E'$ и бесконечно большую емкость при $e_n < E'$. Последнее означает, что при любом значении тока через варикап мгновенное напряжение на нем не может превышать E' . Из рис. 2.71, в видно, что при малых значениях I_1 напряжение на варикапе $e_n = E_n - U_n \cos \omega t$, где $U_n = I_1 / \omega C$.

По мере увеличения I_1 пропорционально увеличивается амплитуда U_n напряжения на варикапе вплоть до значения $U_n = E' - E_n$. При дальнейшем увеличении I_1 мгновенное напряжение на варикапе оказывается как бы ограниченным с одной стороны, появляется отсечка напряжения. Угол отсечки можно вычислить из $\theta = \arccos [(E' - E_n) / U_n]$.

На интервале отсечки некоторая часть носителей, образующих накопленный заряд, рекомбинирует, производя постоянную составляющую тока через варикап I_{n0} .

Для рассмотрения поведения напряжения на емкостном элементе в умножителе частоты, для которого напряжение e_n пропорционально заряду q_n ($e_n = q_n / C$), удобнее вместо токов i_1 и i_2 оперировать зарядами

$$q_1 = \int_0^t i_1 dt = \frac{1}{\omega} I_1 \cos \omega t = Q_1 \cos \omega t;$$

$$q_n = \int_0^t i_n dt = -\frac{1}{\omega} I_n \cos n\omega t = Q_n \cos n\omega t.$$

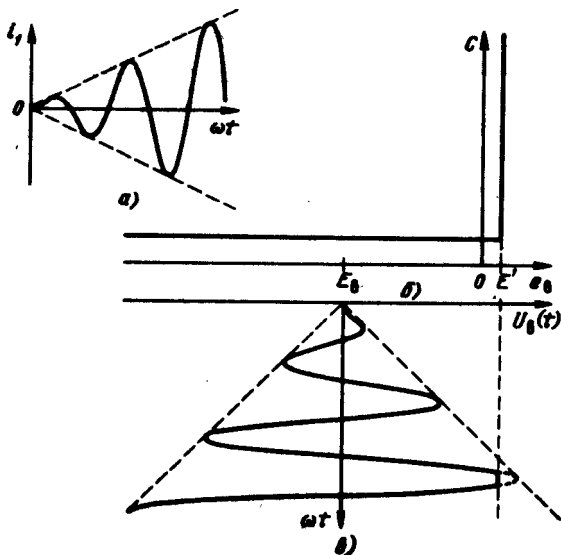


Рис. 2.71. Эпоэры напряжений на варикапе

Таким образом, в общем случае заряд на варикапе изменяется по бигармоническому закону:

$$q_b(t) = Q_0 + Q_1 \cos \omega t + Q_n \cos (n\omega t + \psi).$$

Здесь Q_0 , Q_1 , Q_n — постоянная составляющая и амплитуды первой и n -й гармоник заряда соответственно, а ψ — фазовый угол для заряда n -й гармоники. Если ввести теперь относительный угол отсечки по заряду $\cos \theta = -Q_0/Q_1$ и относительную амплитуду n -й гармоники заряда $M_n = Q_n/Q_1$, то выражение для $q_b(t)$ будет преобразовано к следующему:

$$q_b(t) = Q_1 [\cos \omega t - \cos \theta + M_n \cos (n\omega t + \psi)].$$

Под действием заряда $q_b(t)$ на варикапе возникает напряжение $e_b(t)$. Это напряжение при принятой аппроксимации вольт-фарадной характеристики (см. рис. 2.71, б)

$$e_b(t) = q_b(t)/C, \quad \text{если } e_b < E'; \quad e_b(t) = E', \quad \text{если } e_b > E'.$$

На рис. 2.72 в качестве примера приведены эпоэры зарядов q_1 и q_n , эпоэра суммарного переменного заряда на варикапе и эпоэра напряжения $e_b(t)$ на варикапе в утроителе частоты. Анализ показывает, что для режимов работы с наибольшей преобразуемой мощностью при заданных n , ω , C и $U_{\text{вм}}$, где $U_{\text{вм}} \approx Q/nC$, и наименьшими потерями в варикапе существуют оптимальные значения угла отсечки $\theta_{\text{опт}}$ фазового угла

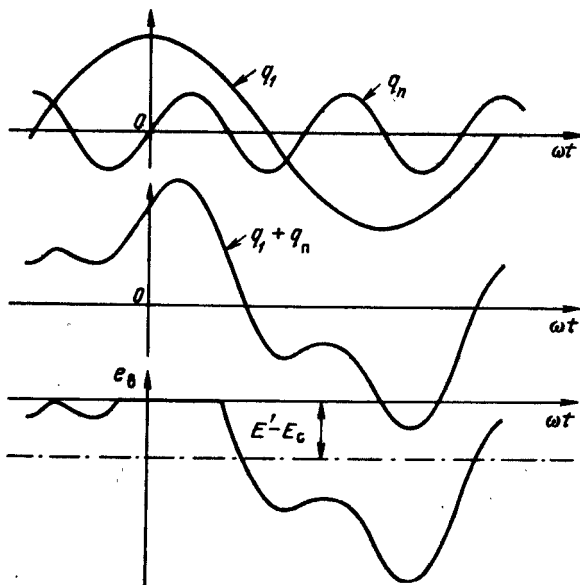


Рис. 2.72. Эпюры зарядов на варикапе в утронителе частоты

$\psi_{\text{опт}}$ от относительной амплитуды n -й гармоники $M_{n\text{опт}}$. Угол $\theta_{\text{опт}}$ равен углу отсечки, при котором $|y_n(\theta)|$ принимает наибольшее значение (см. рис. 2.65). Оптимальные значения $\psi_{\text{опт}} = (-1)^n \pi/2$ и $M_{n\text{опт}} = (\sin \theta_{\text{опт}})/n$. При этом преобразуемую варикапом мощность можно получить из выражения

$$P_n = \omega C U_{\text{вм}}^2 / [\pi (1 - \frac{1}{n^2}) (n \cos \frac{\pi}{2n} \operatorname{cosec} \theta_{\text{опт}} - n \operatorname{ctg} \theta_{\text{опт}} + 1)^2].$$

Мощность, подводимая к варикапу, должна быть больше P_n на величину потерь, которые при оптимальных режимах равны несколькими процентами от P_n .

2.21. ДИОДНЫЕ ГВВ ДИАПАЗОНА СВЧ

Ламповые ГВВ (триодные и тетродные) в современных передатчиках используются вплоть до частот порядка 1...1,3 ГГц. Например, существуют лампы для телевизионных передатчиков мощностью 20...25 кВт для рабочей частоты 1 ГГц. Для получения сравнительно больших мощностей (10...15 кВт в непрерывном режиме) на более высоких частотах используются лампы бегущей волны (ЛБВ-О) и пролетные клистроны (см. гл. 9 и 10).

В то же время существует ряд радиотехнических систем, например радиорелейные системы прямой видимости (см. гл. 10), работающих в диапазоне единиц и десятков гигагерц (при небольших мощностях (милливатты-десятки ватт)). В этих случаях наиболее целесообразно применение в передатчиках полупроводниковых приборов. На рис. 2.73 показаны частотные диапазоны (выше 1 ГГц), в которых могут использоваться различные приборы.

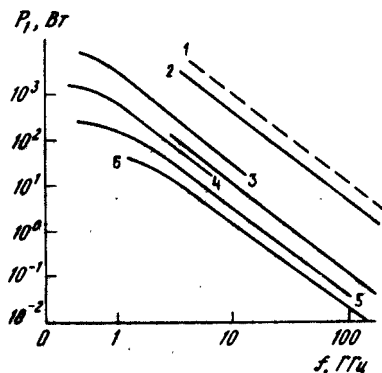
Наиболее часто для построения ГВВ используются следующие полупроводниковые приборы: биполярные и полевые транзисторы, диоды Ганна и лавинно-пролетные диоды (ЛПД).

Для создания малошумящих усилителей (как правило, для приемных устройств) используются туннельные (ТД) и параметрические (ПД) диоды. Усилители на туннельных диодах работают в диапазоне до 10 ГГц и обеспечивают мощность в несколько милливатт. Такие усилители получили некоторое распространение благодаря высокой надежности. Усилители на ПД имеют гораздо лучшие шумовые характеристики, чем на ТД, но более сложны из-за местного генератора ВЧ (генератор «накачки»). Диапазон рабочих частот достигает 10...20 ГГц, однако при увеличении рабочей частоты сверх 8...10 ГГц заметно увеличивается уровень собственного шума. Мощность на выходе усилителя может достигать от нескольких десятых ватт до 2...5 Вт.

Особенности построения ГВВ на БТ и ПТ, а также возможные режимы работы этих приборов и характеристики получаемых ГВВ были рассмотрены в § 2.16, 2.17 и 2.19. Особенности схемотехнических решений, учитывающих оптимальное согласование реактивных параметров транзисторов и элементов схем ГВВ, можно найти, например, в [45]. Необходимость оптимального согласования параметров транзистора и элементов схемы ГВВ, при котором можно получить наибольшие значения полезной мощности и КПД, возникает обычно в диапазоне нескольких сот мегагерц, в котором транзистор должен рассматриваться как система с распределенными параметрами. При повышении рабочих

Рис. 2.73. Частотные характеристики СВЧ приборов:

1 — $P_{\text{ср}} = 10^2$ Вт, ГГц; 2 — диода Ганна (ОНОЗ); 3 — ЛПД ТР; 4 — ЛПД ТМ; 5 — БТ; 6 — ПТ; 7 — диода Ганна



частот ГВВ до 6...8 ГГц при БТ и до 15...17 ГГц при ПТ выходная мощность и КПД резко снижаются из-за уменьшения K_p , и использование этих ГВВ становится неэффективным.

В диапазоне выше 10 ГГц (до 100 ГГц и выше) наиболее эффективными оказываются ГВВ, выполненные на ЛПД или диодах Ганна. В основе работы этих приборов лежит явление взаимодействия потока движущихся носителей заряда в материале прибора с электрическим полем в нем. При этом взаимодействии благодаря модуляции потока носителей по скорости или плотности, синхронности между первыми гармониками потока и электромагнитного поля, а также фазовому сдвигу между ними, равному 180° , происходит увеличение энергии электромагнитного поля за счет энергии потока носителей. Время взаимодействия ($T_{пр}$) определяется временем прохождения носителей через так называемую *область пролета*. В зависимости от значения произведения $\omega T_{пр}$, где ω — рабочая частота, по отношению к π электронные приборы можно разделить на две группы.

Для первой группы (БТ, ПТ, ЛПД, диоды Ганна в доменном режиме) выполняется условие $\omega T_{пр} \leq \pi$. Основной особенностью приборов данной группы является резкое снижение выходной мощности при увеличении рабочей частоты, когда неравенство $\omega T_{пр} < \pi$ стремится к равенству.

Ко второй группе полупроводниковых приборов, для которых $\omega T_{пр} \geq \pi$, относится, например, диод Ганна в режиме ОНОЗ (ограниченное накопление объемного заряда). В этом режиме при достаточно интенсивном отводе тепла от полупроводника можно получить при непрерывной работе ЭП полезную мощность до 0,3...0,5 Вт при КПД 2...5%. При импульсной работе мощность и КПД могут быть существенно выше (2...6 кВт и 5...15%).

Что касается ЛПД, то для этих приборов характерны два режима, результирующее различие между которыми сводится к возможности построения ГВВ в разных диапазонах частот (см. рис. 2.73). В режиме ИМРАТТ (сокращенно ИМ), или пролетном, имеют место два явления: ударная лавинная ионизация (при пробое p - n перехода), приводящая к генерации носителей заряда и дрейфу последних через пролетную область за некоторое время, необходимое для получения определенного сдвига фаз между выходным током и напряжением на приборе. Как видно из рис. 2.73, в режиме ИМ ЛПД может работать в диапазоне до 100 ГГц и более и отдавать мощность до 10...30 Вт при КПД = 5...7%.

Аномальный режим ТРАРАТТ (сокращенно ТР) объясняется существованием в полупроводнике «захваченной» плазмы и периодическим перемещением области лавинного пробоя вдоль пролетного участка. Внешне эта аномальность проявляется в генерировании и усилении колебаний с частотой в несколько раз меньше, чем в пролетном режиме

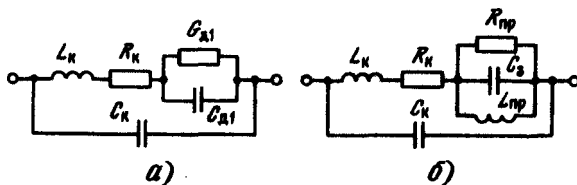


Рис. 2.74. Эквивалентные схемы диода Ганна и ЛПД

(ИМ), и в заметно больших значениях выходной мощности и КПД (100...300 Вт и 10...30%).

Эквивалентная схема диодов Ганна, туннельных и ЛПД очень похожи. На рис. 2.74,а приведена эквивалентная схема диода Ганна, а на рис. 2.74,б — ЛПД. На этих схемах: R_k , L_k и C_k — соответственно сопротивления выводов, индуктивности выводов и емкости корпуса; $G_{д1}$ и $G_{д1}$ — емкость и отрицательная проводимость диода Ганна. Для ЛПД собственно диод эквивалентен параллельно соединенным C_3 — емкости обратносмещенного $p-n$ перехода, R_{np} — отрицательного активного сопротивления и L_{np} — собственной индуктивности диода.

Вольт-амперные характеристики типового диода Ганна приведены на рис. 2.75,а. На начальном участке при $0 \leq E \leq E_{пор}$ ток линейно зависит от напряжения на диоде, при пороговом напряжении $E_{пор}$ ток диода достигает максимального значения. Далее, когда $E > E_{пор}$, ток уменьшается при увеличении E (участок отрицательного сопротивления) примерно до значения E_A . В случае дальнейшего увеличения E ток сохраняет почти постоянное значение. При $E > E_{max}$ (величина, задаваемая заводом-изготовителем) в диоде может произойти пробой, и он разрушится. Для расчета рабочих режимов диода вольт-амперную ха-

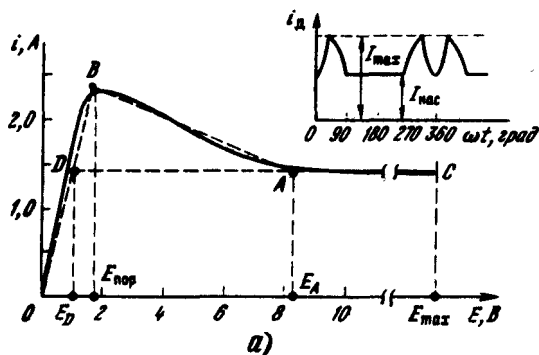


Рис. 2.75. Вольт-амперная характеристика диода Ганна

рактическую характеристику можно аппроксимировать тремя отрезками прямых (штриховые линии $O - B$, $B - A$, $A - C$).

При проектировании ГВВ с диодом Ганиа после выбора типа прибора по диапазону рабочих частот и мощности можно либо использовать типовой режим с параметрами, указанными в справочниках, например [74], либо выполнять расчет режима самостоятельно. В этом случае следует выбрать напряжение источника питания E_0 и произвести расчет по методике, изложенной в [3]. Для получения возможно высокого КПД и значительной мощности напряжение E_0 выбирают примерно равным E_A , а сопротивление нагрузки диода таким, чтобы амплитуда ВЧ напряжения на диоде $U_d = E_A - E_D$. В этом случае зпюра тока диода будет иметь такой вид, как на рис. 2.75,б.

При проектировании ГВВ с ЛПД после выбора прибора по диапазону рабочих частот и мощности целесообразно использовать один из рабочих типовых режимов, указанных в справочниках, например в [74]. В паспорте диода указывается диапазон рабочих частот, рабочий ток диода I_p , напряжение питания E_0 и рассеиваемая мощность для выбора системы охлаждения:

Приведем краткие пояснения особенностей работы ЛПД в ГВВ в режиме ИМ. Вольт-амперная характеристика ЛПД приведена на рис. 2.76,а. Напряжение питания E_0 по модулю немного меньше напряжения пробоя $E_{прб}$ $p-n$ перехода диода. В стационарном режиме к диоду подведены два напряжения: питающее E_0 и переменное ВЧ напряжение с амплитудой U_d , выделенное на колебательном контуре, к которому подключен диод. При соответствующем выборе E_0 и нагрузки ГВВ в короткие интервалы времени, когда мгновенное напряжение на диоде

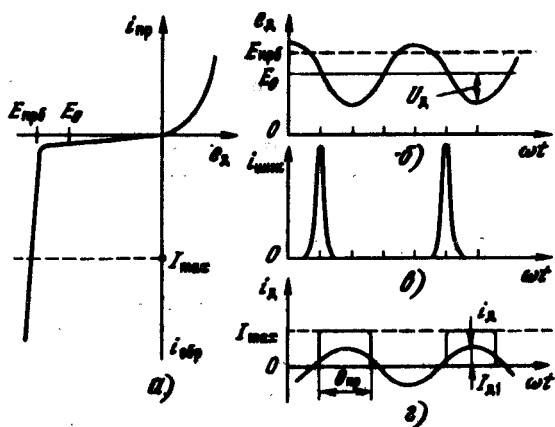


Рис. 2.76. Вольт-амперная характеристика ЛПД и эпокы токов в ЛПД

$|E_0 - U_d| > |E_{пр6}|$ (рис. 2.76, б), вследствие ударной лавинной ионизации в слое умножения возникают импульсы тока инжекции (рис. 2.76, в). Этот импульс отстает от максимума значения e_d примерно на угол $\pi/2$. Инжектированные электроны проходят пролетное пространство и создают выходной ток в виде почти прямоугольных импульсов i_d (рис. 2.76, г) с ограниченной источником питания амплитудой I_{max} и длительностью $\theta_{пр} = \omega \tau_{пр}$, где $\tau_{пр}$ — время прохождения электронов в пролетной области. Оно зависит от свойств материала и толщины пролетного слоя. Параметры этих импульсов определяют постоянную составляющую $I_{д0}$ и первую гармонику тока диода (рабочий ток I_p) $I_{д0} = I_{max} \theta_{пр}/\pi$ и первую гармонику тока диода

$$I_{д1} = \sqrt{I_{A1}^2 + I_{B1}^2},$$

где $I_{A1} = -I_{max} (1 - \cos \theta_{пр})/\pi$ и $I_{B1} = -I_{max} \sin \theta_{пр} / \pi$.

Упрощенная схема ГВВ на генераторном диоде (Ганна, ЛПД, туннельном) приведена на рис. 2.77, а. Здесь Γ — предварительный каскад передатчика с выходным сопротивлением R_1 . Напряжение возбуждения от этого каскада подается на вход 1 циркулятора Ц, снимается с входа 2 и через согласующую цепь подводится к колебательному контуру, к которому подключен генераторный диод Д. Усиленный сигнал через согласующую цепь СЦ возвращается к циркулятору и с выхода 3 поступает в нагрузку R_n . На схеме показаны также блокировочный дроссель Др (включаемый при работе на гармониках) и источник питания диода ИП. В качестве колебательных контуров используются полосковые, коаксиальные или волноводные резонаторы.

Согласующая цепь состоит из реактивных элементов и реализует две задачи: 1) компенсирует реактивности генераторного диода, показанные на эквивалентных схемах (рис. 2.74, а и б), а также на схемах входа и выхода ГВВ, обеспечивая в цепи активное сопротивление нагрузки; 2) выполняет вместе с колебательным контуром необходимую трансформацию сопротивления R_n к требуемому сопротивлению нагрузки диода. Иногда для облегчения реализации этих задач используют не одну согласующую цепь, а две или даже три, подключенные к разным входам циркулятора.

Иногда по технологическим соображениям циркулятор в ГВВ заменяют двумя ферритовыми вентилями. В схеме на рис. 2.77, б вход 1 и выход 3 соответствуют входу 1 и выходу 3 циркулятора в схеме на рис. 2.77, а, 4 и 6 — ферритовые вентили, а элемент 5 содержит согласующую цепь, генераторный диод и источник питания. Характеристики источника питания зависят от типа применяемого в ГВВ диода. Для ГВВ с диодами Ганна требуются источники со стабилизированным напряжением (3...8 В), для ГВВ с ЛПД — источник стабилизированного тока, как правило, с высоким выходным дифференциальным сопротивлени-

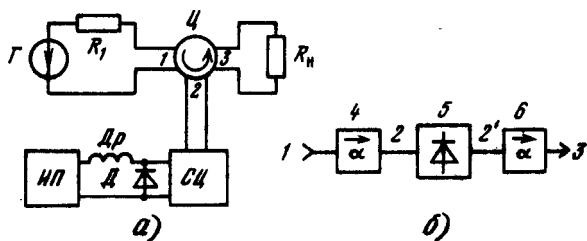


Рис. 2.77. Структурная схема ГВВ на генераторном диоде

ем. Величина рабочего тока I_p и необходимое напряжение (30...130 В) определяются по рекомендациям завода-изготовителя.

Схема ГВВ, обеспечивающая работу ЛПД в режиме TR (на частотах f_{TR} в несколько раз ниже, чем в режиме IM f_{IM}), отличается усложненной согласующей цепью. В эту цепь дополнительно вводится полуволновая длинная линия с входной емкостью и фильтр НЧ, подавляющий колебания с частотой f_{IM} . При определенном выборе параметров этой линии можно получать на ее входе, подключенном к ЛПД, периодически короткие импульсы с напряжением приблизительно $2E_{прб}$. При этом образуется лавинная ударная волна, способствующая переходу обедненного слоя диода в плазменное состояние, с очень высокой электрической проводимостью. Благодаря этому диод может работать с большими токами, а ГВВ — отдавать более высокую мощность.

В заключение отметим, что при работе ЛПД в режиме TR ток диода содержит мощную вторую гармонику и при соответствующем построении схемы ГВВ можно получать высокую мощность на частотах $2f_{TR}$. Однако вследствие высокого уровня шумов ГВВ на ЛПД в режиме TR этот режим используется редко.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение генератора с внешним возбуждением и нарисуйте принципиальные схемы ГВВ с различными электронными приборами.
2. Какие электронные приборы применяются в передатчиках различных назначений?
3. Каковы особенности статических характеристик различных ЭП и условия, при которых снимались характеристики?
4. В чем существо метода анализа работы ГВВ при идеализации статических характеристик ЭП, достоинства, недостатки?
5. Каковы условия, при которых ЭП работает в недонапряженном, граничном или перенапряженном режиме при колебаниях класса А или В?
6. Что такое ключевой режим? В чем различие условий работы ЭП в ключевом и перенапряженном режимах?
7. Нарисуйте принципиальные схемы ГВВ с общим управляющим электродом (ОС, ОБ, ОЗ). В чем преимущества и недостатки ГВВ с такими схемами по сравнению с ГВВ с ОК, ОЭ, ОИ?

8. В чем заключаются главные результаты метода анализа работы ГВВ при идеализации статических характеристик ЭП?
9. Рассмотрите, как меняются параметры ГВВ при независимом изменении одного из них (например, E_n , E_c , U_c , R_2).
10. В чем заключается метод моделирования ГВВ на ЭВМ, достоинства, недостатки метода, преимущества перед методом анализа работы с ГВВ при идеализации СХ ЭП?
11. Принципиальные схемы и особенности работы умножителей частоты, применяемых в передатчиках.
12. Каковы особенности каскадов передатчиков диапазона СВЧ: применяемые ЭП, режим ЭП, структурная схема ГВВ?
13. Сформулируйте задачи, относящиеся к ГВВ, для решения которых материал этой главы недостаточен.

Глава 3. Схемы генераторов с внешним возбуждением

3.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

В гл.2 при изучении теории генераторов с внешним возбуждением основное внимание уделялось особенностям работы (режимам работы) мощных ЭП с целью получения наилучших энергетических показателей. В этой главе будут рассмотрены особенности построения пассивных цепей, устанавливаемых на входе и выходе ЭП в ГВВ, т. е. схемы генераторов, а также ряд специальных вопросов: параллельное и двухтактное включения ЭП, сложение мощностей большого числа ВЧ генераторов, выходные фильтрующие цепи и цепи согласования с антенной.

Пассивные цепи, входящие в ГВВ, условно можно разделить на цепи связи (ЦС), реализующие заданные характеристики ЭП по переменному току, и цепи питания и смещения, обеспечивающие подачу на ЭП постоянных напряжений. Поэтому сперва рассмотрим построение ЦС отдельно для узко- (резонансных) и широкодиапазонных генераторов, а затем цепи питания этих генераторов по постоянному току.

3.2. ВХОДНЫЕ, МЕЖКАСКАДНЫЕ И ВЫХОДНЫЕ ЦЕПИ СВЯЗИ

Между источником ВЧ сигнала, ЭП и нагрузкой включаются ЦС, которые разделяются на входные, межкаскадные и выходные. В качестве примера рассмотрим двухкаскадный генератор, структурная схема которого приведена на рис.3.1. Основными требованиями, предъявляемыми к цепям связи, будут следующие:

1) трансформировать на основной частоте ω комплексное сопротивление нагрузки $Z_n(\omega)$ в такое в общем случае комплексное сопротивление $Z_{вх}(\omega)$, которое является оптимальным (близким или равным $R_{экв}$) для ЭП. В противном случае генератор будет работать в невыгодном режиме, при этом возможны снижения его выходной мощности и КПД, а также возникновение искажений передаваемого сигнала (см. § 2.9). В частности, в нашем примере, если второй каскад является оконечным каскадом передатчика, то его нагрузкой может быть непосредственно

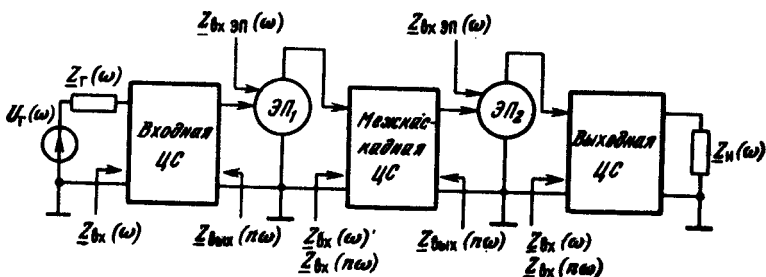


Рис. 3.1. Структурная схема двухкаскадного генератора

входное сопротивление антенны $Z_A(\omega)$ либо входное сопротивление фидера $Z_f(\omega)$ или согласующего устройства $Z_{CY}(\omega)$, которые включаются перед антенной, либо входное сопротивление выходной колебательной системы, устанавливаемой на выходе передатчика для заданного подавления высших гармоник. В межкаскадных цепях нагрузкой служит входное сопротивление ЭП последующего каскада $Z_{вхЭП}(\omega)$, которое должно трансформироваться в $Z_{вх}(\omega)$, оптимальное (близкое или равное $R_{зкв}$) для ЭП предыдущего каскада. Входная цепь первого усилительного каскада должна обеспечивать $Z_{вх}(\omega)$, близкое к оптимальной нагрузке для задающего генератора или его буферного каскада либо возбудителя или синтезатора частоты передатчика. На рис. 3.1 они представлены в виде генератора $U_r(\omega)$ с внутренним сопротивлением $Z_r(\omega)$;

2) обеспечивать определенные входные сопротивления выходных и межкаскадных ЦС на частотах высших гармоник $Z_{вх}(n\omega)$ и аналогично выходные сопротивления для межкаскадных и входных ЦС $Z_{вых}(n\omega)$. Это связано с тем, что в мощных каскадах ЭП, как правило, работают в нелинейных режимах (см. гл. 2). В большинстве схем ГВВ достаточно обеспечивать значения этих сопротивлений относительно низкими или относительно высокими по сравнению с их значениями на основной частоте. Например, в ламповых ГВВ с резонансной нагрузкой обычно выполняются условия $|Z_{вх}(n\omega)| \ll |Z_{зкв}|$, $|Z_{вых}(n\omega)| \ll |Z_{вх}(\omega)|$ и тем самым обеспечиваются близкие к гармоническим формы напряжений на аноде и на входе лампы. Однако в генераторах, работающих в бигармоническом режиме, и в ключевых генераторах с формирующим контуром ЦС должны иметь вполне определенные входные и выходные сопротивления на частотах высших гармоник (см. § 2.13 и 2.19). Кроме того, ЦС должны обеспечивать, как правило, достаточно низкие или достаточно высокие входные и выходные сопротивления на частотах много ниже и выше рабочего диапазона, чтобы исключить полностью

или свести до минимума опасность возникновения паразитных колебаний (см. гл. 5);

3) задерживать (отфильтровывать) высшие гармоники в нагрузке (на входе следующего каскада, антенны или ее согласующего устройства для оконечного каскада) так, чтобы их мощность не превосходила допустимого значения;

4) вносить незначительные потери мощности, т. е. обеспечивать высокий КПД ЦС на основной частоте;

5) выдерживать в широкодиапазонных генераторах заданные характеристики в рабочем диапазоне частот. В частности, при их построении необходимо учитывать увеличивающиеся с ростом рабочей частоты проводимости входных и выходных емкостей ЭП и сопротивления индуктивностей их выводов. Кроме того, в широкодиапазонных ЦС может предусматриваться компенсация снижения от частоты коэффициента усиления по мощности ЭП;

6) предусматривать работу при заданном уровне колебательной мощности, токах и напряжениях.

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

Так как невозможно одинаково хорошо удовлетворить все перечисленные требования, то в зависимости от конкретных условий некоторые из них приходится считать главными, а другие — второстепенными. В частности, при построении ЦС предварительных и предоконечного каскадов основными являются требования трансформации сопротивления нагрузки $Z_n(\omega)$ к заданному значению $Z_{вх}(\omega)$ на основной частоте. При этом правильное их проектирование позволяет достигнуть одновременно достаточное подавление высших гармоник на входе следующего каскада. Здесь не требуется, чтобы ЦС обеспечивали высокий КПД, поскольку все, вместе взятые, предварительные и предоконечный каскады обычно потребляют мощность, значительно меньшую, чем потребляемая выходным каскадом.

При построении выходной ЦС оконечного каскада добавляются противоречивые требования, касающиеся получения высокой степени фильтрации высших гармоник в нагрузке при сохранении заданной полосы пропускания (или диапазона рабочих частот), максимального КПД и возможности работы при высоком уровне колебательной мощности. Поэтому здесь часто задачу фильтрации высших гармоник перекладывают на отдельно устанавливаемую и проектируемую выходную колебательную систему передатчика (см. § 3.9).

3.3. СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ С РЕЗОНАНСНЫМИ ЦЕПЯМИ СВЯЗИ

Особенности построения ЦС резонансных (узкодиапазонных) генераторов рассмотрим на примере промежуточных (предварительных)

каскадов. Поскольку здесь не предъявляются высокие требования к фильтрации высших гармоник и КПД, ЦС стремятся выполнить с предельно простым способом регулировки, с минимальным числом контрольно-измерительных приборов. Пример построения межкаскадной цепи ламповых генераторов в виде параллельного LC_1 -контура приведен на рис. 3.2. Емкостная связь с последующим каскадом образована делителем из C_2, C_3 . Блокировочные $C_{бл}$ и разделительные C_p конденсаторы, а также дроссели $L_{бл}$ обеспечивают подачу напряжений анодного питания и сеточного смещения. Выбор их значений обсуждается в § 3.5.

Нагрузкой является резистивная составляющая входного сопротивления второй лампы по первой гармонике $R_{вх} = U_c/I_{c1}$, зашунтированная емкостью $C_{вх}$. Для стабилизации эквивалентного нагрузочного сопротивления $Z_{вх}(\omega) = R_{экв}$ по первой гармонике для первой лампы, а также для повышения устойчивости работы генератора ценой снижения коэффициента усиления по мощности вторую лампу часто по входу шунтируют дополнительным резистором $R_{доп}$. Величина $R_{доп}$ может быть соизмерима или даже много меньше $R_{вх}$. Поэтому мощность, развиваемая предыдущим каскадом: $P_1 = 0,5U_a^2/R_{экв}$, частично поступает на сетку второй лампы $R_c = 0,5U_c^2/R_{вх}$, а частично рассеивается непосредственно в $R_{доп}$: $P_{доп} = 0,5U_c^2/R_{доп}$.

Результирующее сопротивление нагрузки $R_n = R_{доп}R_{вх}/(R_{доп} + R_{вх})$ трансформируется в сопротивление $R_{экв}$ для лампы предыдущего каскада.

Входное и выходное сопротивления ЦС на частотах высших гармоник определяются в первом приближении соответственно емкостями C_1 и C_3 . Если емкости достаточно велики, так что $1/\omega(C_1 + C_{вых}) \ll R_{экв}$, $1/\omega(C_3 + C_{вх}) \ll R_n$, то обеспечиваются гармонические формы напряжения на аноде первой лампы и управляющей сетке — второй. При этих условиях коэффициент трансформации (деления) напряжения определяется только емкостями и оказывается частотно-независимым:

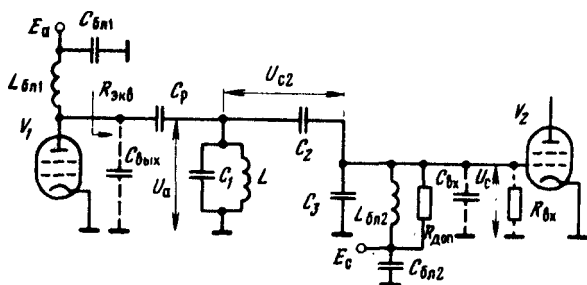


Рис. 3.2. Схема резонансной межкаскадной цепи связи ламповых генераторов

$$U_d/U_a = C_2/(C_2 + C_3 + C_{вх}).$$

Индуктивность контура выбирается из условия настройки в резонанс на частоту первой гармоники:

$$\omega = 1/\sqrt{L(C_1 + C_{вых} + C_2(C_3 + C_{вх})/(C_2 + C_3 + C_{вх}))}.$$

Емкость связи C_2 выбирается из условия трансформации сопротивлений

$$R_{зв}/R_n = [(C_2 + C_3 + C_{вх})/C_2]^2.$$

Это соотношение следует из условий баланса мощностей $P_1 = 0,5U_a^2/R_{зв}$, отдаваемой первой лампой, и $P_n = 0,5U_c^2/R_n$, рассеиваемой в сопротивлениях $R_{доп}$ и $R_{вх}$.

Резонансная ЦС с емкостной связью, с одной стороны, позволяет:

1) легко учитывать емкости ламп $C_{вых}$ и $C_{вх}$ (в нашем примере соответственно в выражениях для C_1 и C_3). При этом не образуется дополнительных паразитных контуров;

2) осуществлять настройку и перестройку LC-контура в заданном диапазоне частот одновременно изменением L и C_1 . При этом коэффициент трансформации нагрузочных сопротивлений $R_{зв}/R_n$ и коэффициент деления напряжений U_d/U_a будут сохраняться неизменными.

С другой стороны, применение резонансных ЦС ведет к неоправданно большим контурным токам (напряжениям) и реактивным мощностям в LC-элементах и, значит, к большим потерям в них.

В нашем примере на рис. 3.2 заданными являются напряжения U_a , U_c и U_{c2} . Токи в элементах ЦС определяются как $I_L = U_a/\omega L$, $I_{C1} = U_a\omega C_1$, $I_{C2} = U_{c2}\omega C_2$, $I_{C3} = U_c\omega C_3$.

Далее рассчитываются реактивные мощности: $P_L = 0,5U_L I_L$; $P_C = 0,5U_C I_C$ и мощности диссипативных потерь в них: $P_{Lпот} = 0,5I_L^2 r_L$, $P_{Cпот} = 0,5U_C^2 g_C$, где $r_L = \omega L/Q_L$ — эквивалентное сопротивление потерь в катушке индуктивности; $g_C = \omega C/Q_C$ — эквивалентная проводимость потерь в конденсаторе; Q_L и Q_C соответственно добротности L и C элементов на заданной частоте ω . Таким образом, при выборе и конструировании конденсаторов и катушек индуктивности исходными являются не только их номинальные емкости и индуктивности, но и реактивные мощности в них и допустимые значения токов, напряжений и реактивной мощности, а также достижение малых диссипативных потерь, чтобы снизить рассеиваемые в них мощности и упростить их охлаждения.

Для выполнения указанных требований контурные катушки наматываются (неплотно) из толстого медного посеребрянного или черногого (для лучшего охлаждения) провода, ленты или труб круглого, прямоугольного или квадратного сечения. Каркасы для них делаются несплошными (для лучшего охлаждения). Витки закрепляются на рейках

или стержнях из высокочастотного материала (микалекс, радиофарфор). При больших токах возникает необходимость принудительного воздушного или водяного охлаждения катушки индуктивности. При водяном охлаждении вода циркулирует внутри трубы, из которой выполнена индуктивность.

Различают три основных типа катушек переменной индуктивности: катушки с изменяющимся числом витков; вариометры с вращающейся или перемещающейся одной катушкой-ротором внутри другой катушки-статора; магнитные вариометры. Катушки первого типа имеют цилиндрическую или спиральную намотку. Вращением скользящего контакта катушки можно изменять число действующих витков катушки и, следовательно, ее индуктивность. Для обеспечения лучшего скользящего контакта катушку наматывают лентой или трубкой прямоугольного профиля. Во избежание резонанса в нерабочей части катушки ее витки обычно замыкаются дополнительными скользящими контактами. У катушек второго типа — вариометров — суммарная индуктивность определяется индуктивностями катушки-ротора и катушки-статора и взаимной индуктивностью между ними, значение которой изменяется путем вращения ротора или перемещением спирали, укрепленной на подвижной раме. Вариометры с вращающимся ротором имеют цилиндрическую или сферическую форму намотки, а с перемещающейся спиралью — плоскую. Магнитные вариометры выполняются на основе магнитопровода из феррита, имеющего дополнительную подмагничивающую обмотку. При изменении тока в этой обмотке изменяется магнитная проницаемость магнитопровода и, следовательно, индуктивность вариометра.

В отличие от катушек индуктивностей конденсаторы выполняются промышленностью в широком ассортименте. На конденсаторах указываются предельно допустимые электрические характеристики, в частности предельные значения напряжения $U_{\text{доп}}$ и реактивной мощности $P_{\text{сдоп}}$. Находят применение керамические и вакуумные конденсаторы, значительно реже — воздушные. Вакуумные конденсаторы имеют наименьшие потери, а также из-за более высокого пробивного напряжения позволяют располагать пластины конденсаторов гораздо ближе и получать существенно большие величины их емкостей.

Переменные конденсаторы выполняются воздушными и вакуумными. При небольших напряжениях применяют воздушные переменные конденсаторы, а при больших — в основном вакуумные из-за их более высокой электрической прочности при том же коэффициенте перекрытия емкости $C_{\text{max}}/C_{\text{min}}$. Ассортимент переменных вакуумных конденсаторов, выпускаемых промышленностью, достаточно широк. Это позволяет осуществлять как дискретную, так и плавную подстройку ЦС с помощью индуктивностей и конденсаторов.

В современных передатчиках, и в первую очередь в транзисторных, межкаскадные цепи строят в виде Г-, П- и Т-образных контуров. Согласующие Г-, Т-, П-цепочки выполняются в виде ФНЧ: в продольных ветвях включаются индуктивности, в поперечных — емкости (рис. 3.3). При этом обеспечивается лучшая фильтрация гармоник и одновременно выходные емкости и индуктивности выводов транзисторов (ламп) сравнительно просто включаются в соответствующие LC-элементы либо образуют отдельные согласующие звенья. Наконец, такие колебательные цепи довольно легко реализуются в виде как сосредоточенных элементов на частотах до 10...18 ГГц (при небольших уровнях токов, напряжений и реактивной мощности), так и распределенных на основе коротких отрезков длинных линий на частотах свыше 100...300 МГц.

Согласующая Г-цепочка обеспечивает заданную трансформацию резистивных сопротивлений R_2 в R_1 на заданной частоте ω (на рис. 3.3,а $R_1 > R_2$). Согласующие Т- и П-цепочки (рис. 3.3,б,в) строятся в виде последовательного соединения двух Г-образных цепочек, поэтому допускается произвольное соотношение сопротивлений (R_1 больше или меньше R_2). Правая цепочка трансформирует R_2 в некоторое сопротивление R_0 , а левая R_0 — в R_1 . В П-цепочке $R_0^{(п)}$ выбирается меньше меньшего из R_1 и R_2 ; наоборот, в Т-цепочке $R_0^{(т)}$ — больше большего из R_1 и R_2 (см. рис. 3.3,б). Таким образом, Т- и П-цепочки трансформируют «скачкообразно» R_2 в R_0 и затем R_0 в R_1 , в отличие от одной или от двух последовательно включенных Г-цепочек, у которых промежуточное сопротивление $R^{(г)}$ можно выбирать близким к среднегеометрическому $R^{(г)} = \sqrt{R_1 R_2}$ (см. рис. 3.3,д).

Поскольку потери в Г-цепочке минимально возможные и пропорциональны коэффициенту трансформации $r = R_1/R_2$, то переход от Г- к П- или Т-цепочке ведет к значительному возрастанию потерь относительно минимальных (в 3...5 раз и более). Поэтому переход от Г- к П- и Т-це-

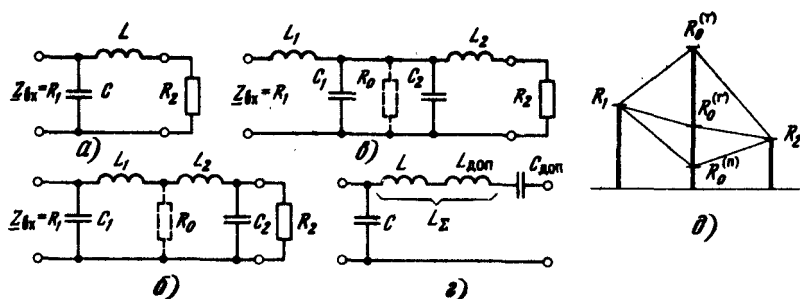


Рис. 3.3. Согласующие цепочки на реактивных LC-элементах :
 а — Г-цепочка; б — Т-цепочка; в — П-цепочка; г — Г-цепочка с увеличенной индуктивностью; д — диаграмма трансформации сопротивлений

почкам целесообразно только с целью повышения фильтрации высших гармоник, удобства настройки и перестройки, необходимости учета емкостей и индуктивностей выводов транзисторов и ламп в L и C -элементах их согласующих цепей. В частности, при уменьшении $R^{(n)}$ в Π -цепочке или увеличении $R^{(r)}$ в T -цепочке ценой увеличения в них потерь возрастают их резонансные свойства, сужается полоса пропускания, но увеличивается фильтрация высших гармоник.

В каскадах ламповых передатчиков широко используются Π -цепочки. Входные и выходные емкости ламп учитываются в емкостях (или образуют емкости) Π -цепочки. В транзисторных каскадах наряду с Π -цепочками часто применяют Γ - и T -цепочки. Индуктивности выводов транзистора и паразитные индуктивности других элементов схемы (резисторов, разделительных конденсаторов) и монтажа учитываются в индуктивностях (или образуют индуктивности Γ - и T -цепочек).

Пример использования в качестве межкаскадной колебательной цепи двух последовательно включенных Γ -образных цепочек приведен на рис. 3.4,а. Две цепочки последовательно трансформируют резистивную составляющую входного сопротивления второго транзистора в оптимальное нагрузочное сопротивление для первого транзистора.

Часто генератор (одно- или многокаскадный) выполняется в виде отдельного законченного блока (модуля). В этом случае на входе первого каскада устанавливаются цепочки для согласования с волновым сопротивлением кабеля, подключающего возбудитель, а на выходе последнего каскада ставят цепочку для согласования с кабелем, идущим к нагрузке. Примеры построения таких цепочек показаны на рис. 3.4,б,в.

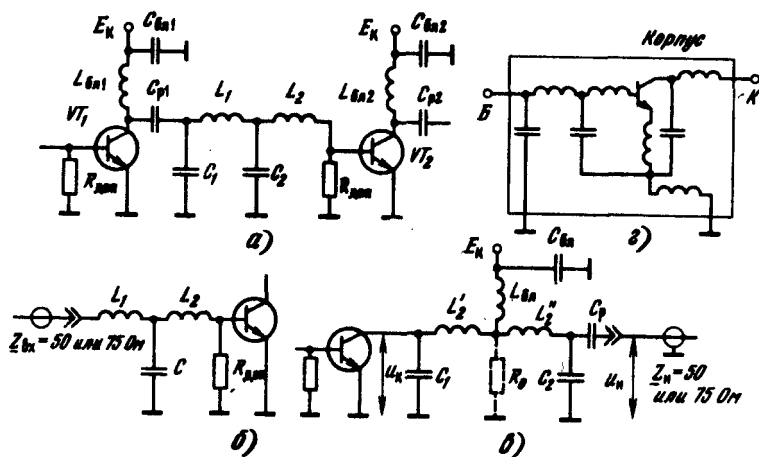


Рис. 3.4. Схемы входных, межкаскадных и выходных цепей связи транзисторных генераторов

Согласующие Г-,Т-, П-цепочки трансформируют произвольные нагрузочные сопротивления на одной частоте. Практически полоса пропускания в генераторах с такими цепочками может составлять 10...20%. При более широкой полосе, когда коэффициент перекрытия по частоте $K_f = f_B/f_H > 1,1...1,2$, ЦС выполняют в виде НЧ фильтров — ФНЧ-трансформаторов, которые представляют (рис. 3.5) последовательное соединение нескольких Г-цепочек. Этот трансформатор также обеспечивает произвольную трансформацию резистивных сопротивлений R_H в $R_{вх}$ с некоторым допустимым отклонением $\Delta Z_{вх}$ относительно $R_{вх}$ в рабочей полосе частот от ω_H до ω_B и одновременно фильтрацию на частотах $\omega > \omega_B$. Чем больше (или меньше) коэффициент трансформации $r = R_{вх}/R_H$ отличается от единицы, чем меньше допустимое отклонение $\Delta Z_{вх}$ и чем больше коэффициент перекрытия по частоте K_f , тем требуется большее число Г-цепочек, т. е. сложнее получается ФНЧ- трансформатор и труднее его настраивать. Поэтому практически ФНЧ-трансформаторы применяют при $r \leq 10$ или $r \geq 0,1$ и $K_f \leq 2...3$. При этом число LC-элементов ФНЧ-трансформатора не должно превышать 6—8. Примером использования ФНЧ-трансформатора может служить схема на рис. 3.4,а.

С ростом частоты уменьшаются требуемые индуктивности согласующих цепочек, что затрудняет их практическую реализацию, особенно при $L < 10...20$ нГн. Можно увеличивать индуктивности до конструктивно выполняемой величины L_Σ . При этом дополнительную индуктивность $L_{доп} = L_\Sigma - L_{расч}$ надо скомпенсировать последовательно включенным конденсатором с емкостью $C_{доп} = 1/\omega^2 L_{доп}$, настроенным в резонанс с ней (см. рис. 3.3,2). Очевидно, что чем больше $L_{доп}$, тем меньше $C_{доп}$, ярче выражены резонансные свойства и лучше фильтрация высших гармоник, но уже полоса пропускания и больше потери.

На высоких частотах кроме уменьшения абсолютных значений L и C все большую роль начинают играть межэлектродные емкости лампы и индуктивности ее электродов. Одновременно геометрические размеры лампы соизмеримы с длиной волны, поэтому электроды лампы стано-

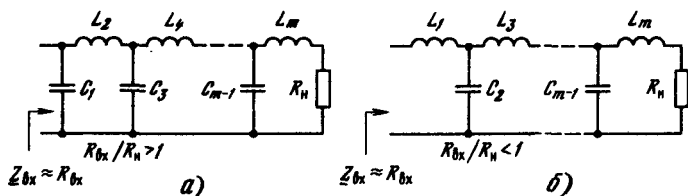


Рис. 3.5. Схемы ФНЧ-трансформаторов

вятся частью колебательной стемы. Конструкция лампы, и в частности выводов ее электродов, во многих случаях предопределяет конструкцию внешней части колебательной системы. Поскольку в открытых колебательных системах, например на отрезках двухпроводных длинных линий с укорочением волны, резко возрастают потери за счет излучения, на частотах выше 100 МГц колебательные системы ламповых генераторов выполняют в виде объемных резонаторов. Формы резонаторов могут быть различными: цилиндрические, тороидальные, коаксиальные, радиальные, прямоугольные, полосковые и т. д. Однако поскольку современные генераторные лампы имеют коаксиальную конструкцию, то используются главным образом коаксиальные, реже прямоугольные резонаторы.

Перечисленные выше особенности построения колебательных систем на высоких частотах для ламповых генераторов остаются справедливыми и для транзисторных. Однако благодаря низким питающим напряжениям и большим рабочим токам и, как следствие этого, небольшим входным и нагрузочным сопротивлениям (десятки, единицы и даже доли ом) колебательные системы на сосредоточенных LC -элементах выполняют на частотах до 1...2 ГГц, а в микроминиатюрном исполнении — до 10...18 ГГц.

Конструктивно транзисторы выполняют с минимальными индуктивностями выводов и в первую очередь — с наименьшей индуктивностью общего вывода. Для этого часто эмиттерный вывод в схеме с ОЭ (или базовый в схеме с ОБ) соединяют непосредственно с корпусом прибора, а остальные выводы делают в виде широких полосок. При этом межэлектродные емкости и индуктивности выводов транзистора относительно просто komponуются с остальными LC -элементами колебательной системы, выполненными в виде «полосок». На относительно низких частотах (до 3...30 МГц), например в схеме на рис. 3.4,а, при расчете емкости C_1 достаточно учитывать выходную емкость первого транзистора: $C_{1\text{действ}} = C_{1\text{расч}} - C_{\text{вых}}$; при расчете индуктивности L_2 — индуктивность базового вывода второго транзистора: $L_{2\text{действ}} = L_{2\text{расч}} - L_{\text{выв}}$.

На частотах выше 30...100 МГц при расчетах выходной ЦС необходимо также учитывать индуктивность коллекторного вывода, а при расчете входной ЦС — емкость между базовым выводом и корпусом, т. е. требуется учитывать Γ -цепочки, образованные «внутри» транзистора. Более того, выпускаются специальные транзисторы, предназначенные для работы на УКВ и СВЧ, внутри корпуса которых (см. рис. 3.4,з) во входной цепи добавлено специально несколько LC -элементов, образующих ЦС в виде ФНЧ-трансформатора и повышающих входное сопротивление транзистора до 0,5...1,0 Ом в диапазоне рабочих частот 100...200 МГц и выше. У ряда СВЧ транзисторов аналогичные ЦС устанавливаются в коллекторной цепи.

Как отмечалось, колебательные цепи ламповых генераторов выполняются на сосредоточенных LC -элементах на частотах до 30...100 МГц, а на более высоких — с применением объемных резонаторов на базе коаксиальных линий. Хотя в транзисторных генераторах колебательные цепи на сосредоточенных LC -элементах реализуются на частотах до 1...2 ГГц, а в отдельных случаях до 10...18 ГГц, начиная с частот 100...300 МГц их часто также выполняют частично или полностью на распределенных LC -элементах, главным образом на отрезках несимметричных полосковых линий. Это объясняется тем, что при реализации LC -элементов на длинных линиях можно более точно выдержать значения их параметров и тем самым получить более точные характеристики проектируемых ЦС. Однако из-за потерь в диэлектрике полосковых линий получаемые LC -элементы оказываются с меньшей добротностью.

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 Z_H (рис. 3.6, а).

$$\underline{Z}_{вх} = \underline{Z}_H [1 + j \frac{Z_c}{\underline{Z}_H} \operatorname{tg} \theta] / [1 + j \frac{\underline{Z}_H}{Z_c} \operatorname{tg} \theta], \quad (3.1)$$

где Z_c — волновое сопротивление линии; $\theta = 360\sqrt{\epsilon_{эф}}l/\lambda$ или $\theta = 2\pi\sqrt{\epsilon_{эф}}l/\lambda$ — электрическая длина линии в градусах или радианах; $l_3 = l\sqrt{\epsilon_{эф}}$ или $l = l_3/\sqrt{\epsilon_{эф}}$ — электрическая или геометрическая длина линии в метрах; λ — длина волны в метрах; $\epsilon_{эф}$ — эффективная диэлектрическая проницаемость.

Для практики представляют интерес следующие частные случаи.

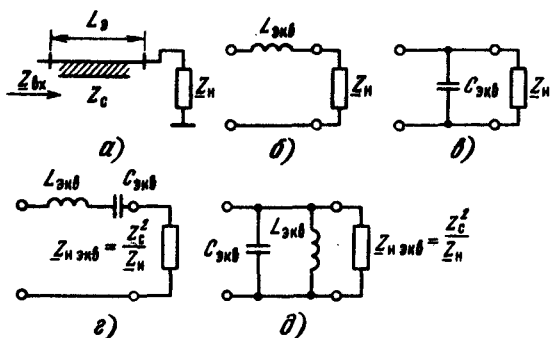


Рис. 3.6. Двухпроводная длинная линия и ее эквивалентные схемы

1. При относительно низкоомной нагрузке $|Z_H|/Z_c < 0,3$ и малой электрической длине $l_3 < \lambda/8$, когда $\text{tg}\theta < 1$, в знаменателе (3.1) можно пренебречь вторым слагаемым:

$$\underline{Z}_{\text{вх}} \approx jZ_c \text{tg}\theta + \underline{Z}_H \approx j\omega L_{\text{экв}} + \underline{Z}_H, \quad (3.2)$$

где $L_{\text{экв}} = \frac{Z_c}{\omega} \text{tg}\theta \approx \frac{Z_c}{\omega} \frac{2\pi l_3}{\lambda} = \frac{Z_c \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}}{c}$; $c = \omega\lambda/2\pi$ — скорость света.

Таким образом, линия эквивалентна последовательной индуктивности, величина которой не зависит от частоты (рис. 3.6,б).

2. При относительно высокоомной нагрузке $|Z_H|/Z_c > 3$ и малой электрической длине $l_3 < \lambda/8$, когда $\text{tg}\theta < 1$, в числителе (3.1) можно пренебречь вторым слагаемым:

$$\frac{Y_{\text{вх}}}{\underline{Z}_{\text{вх}}} = \frac{1}{\underline{Z}_H} \approx j \frac{1}{Z_c} \text{tg}\theta + \frac{1}{\underline{Z}_H} = j\omega C_{\text{экв}} + \frac{1}{\underline{Z}_H}, \quad (3.3)$$

где $C_{\text{экв}} = \frac{1}{\omega Z_c} \text{tg}\theta \approx \frac{1}{\omega Z_c} \frac{2\pi l_3}{\lambda} = \frac{\sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}}{c Z_c}$.

Таким образом, линия эквивалентна параллельной емкости, величина которой не зависит от частоты (рис. 3.6,в).

3. При относительно высокоомной нагрузке $|Z_H|/Z_c > 3$ и электрической длине, находящейся в интервале от $\lambda/8$ до $3\lambda/8$, т. е. не более чем в 0,5...1,5 раза отличающейся от $\lambda/4$, когда $|\text{tg}\theta| > 1$, в знаменателе (3.1) можно пренебречь единицей:

$$\underline{Z}_{\text{вх}} \approx -jZ_c \text{ctg}\theta + Z_c^2/\underline{Z}_H$$

Частотная зависимость реактивной составляющей $X_{\text{вх}} = -Z_c \text{ctg}\theta$ близка к частотной зависимости реактивного сопротивления последовательного LC-контура $X_{LC}(\omega) = \omega L - 1/\omega C$ вблизи его резонансной частоты. Поэтому линию можно представить последовательным соединением, состоящим из $L_{\text{экв}}$ $C_{\text{экв}}$ -контура и сопротивления нагрузки $\underline{Z}_{H \text{ экв}} = Z_c^2/\underline{Z}_H$ (рис. 3.6,з). Величины $L_{\text{экв}}$ и $C_{\text{экв}}$ выбираются из условия настройки контура на частоту $\omega_0 = 1/\sqrt{L_{\text{экв}} C_{\text{экв}}}$, на которой электрическая длина линии равна $\lambda/4$, а также из условия, что при расстройках в пределах $|(\omega - \omega_0)/\omega_0| < 0,2...0,3$ обеспечивалось равенство $X_{LC}(\omega) = X_{\text{вх}}(\omega)$ линии. Для этого характеристическое сопротивление контура выбирается в 2 раза меньше волнового сопротивления линии: $\rho = \omega_0 L_{\text{экв}} = 1/\omega_0 C_{\text{экв}} = 0,5 Z_c$.

4. При относительно низкоомной нагрузке $|Z_H|/Z_c < 0,3$ и электрической длине, находящейся в интервале от $\lambda/8$ до $3\lambda/8$, т. е. не более чем в

0,5...1,5 раза отличающейся от $\lambda/4$, когда $|\operatorname{tg}\theta| > 1$, в числителе (3.1) можно пренебречь единицей:

$$\underline{Y}_{\text{вх}} = \frac{1}{\underline{Z}_{\text{вх}}} \approx -j \frac{1}{Z_c} \operatorname{ctg}\theta + \frac{Z_H}{Z_c^2}$$

Проводя аналогичные третьему случаю рассуждения, можно линию представить параллельным $L_{\text{ЭКВ}} C_{\text{ЭКВ}}$ -контуром и эквивалентным сопротивлением нагрузки $\underline{Z}_{\text{НЭКВ}} = Z_c^2 / \underline{Z}_{\text{Н}}$ (рис. 3.6, д). Величины $L_{\text{ЭКВ}}$ и $C_{\text{ЭКВ}}$ выбираются из условия настройки контура на частоту $\omega_0 = 1/\sqrt{L_{\text{ЭКВ}} C_{\text{ЭКВ}}}$, на которой электрическая длина линии равна $\lambda/4$, а также из условия равенства реактивной проводимости контура $B_{LC}(\omega) = \omega C_{\text{ЭКВ}} - 1/\omega L_{\text{ЭКВ}}$ реактивной составляющей $B_{\text{вх}} = (-1/Z_c) \operatorname{ctg}\theta$ входной проводимости линии при расстройках в пределах $|(\omega - \omega_0)/\omega_0| < 0,2 \dots 0,3$. Для этого характеристическое сопротивление контура выбирается в 2 раза выше волнового сопротивления линии: $\rho = \omega_0 L_{\text{ЭКВ}} = 1/\omega_0 C_{\text{ЭКВ}} = 2Z_c$.

Важно отметить, что в 3-м и 4-м случаях, когда электрическая длина не более чем в 0,5...1,5 раза отклоняется от $\lambda/4$, линия осуществляет инверсию (обратную трансформацию) нагрузочного сопротивления ($\underline{Z}_{\text{Н}} \rightarrow \underline{Z}_{\text{НЭКВ}} = Z_c^2 / \underline{Z}_{\text{Н}}$).

Рассмотрим особенности построения колебательных цепей ламповых и транзисторных генераторов с использованием отрезков длинных линий. В ламповой технике главным образом используются коаксиальные колебательные системы, которые обеспечивают высокую собственную добротность, малое излучение электромагнитной энергии в окружающее пространство и удобно соединяются (стыкуются) с мощными лампами УКВ-СВЧ диапазонов, имеющими асимметричную пирамидальную конструкцию кольцевых выводов всех электродов.

Наибольшее распространение получили два варианта конструкций: с одно- и двухсторонним (по отношению к лампе) расположением резонаторов. В качестве примера на рис. 3.7 а и б показаны соответственно упрощенная конструкция с двухсторонним расположением резонаторов и эквивалентная электрическая схема УКВ-СВЧ генератора на металлокерамическом триоде, включенного по схеме с ОС. Для уменьшения индуктивности вывода сетка лампы непосредственно соединена с корпусом по ВЧ и по постоянному току. Поэтому на катод подается запирающее напряжение смещения E_k положительной полярности. Выводы катода и анода лампы изолированы от корпуса по постоянному току с помощью разделительных конденсаторов C_{p1} и C_{p2} .

Разделительные и блокировочные конденсаторы ($C_{\text{бл1}}$, $C_{\text{бл2}}$) в ламповых генераторах УКВ-СВЧ являются обычно конструкционными, т. е. образуются между поверхностями соответствующих электродов и дета-

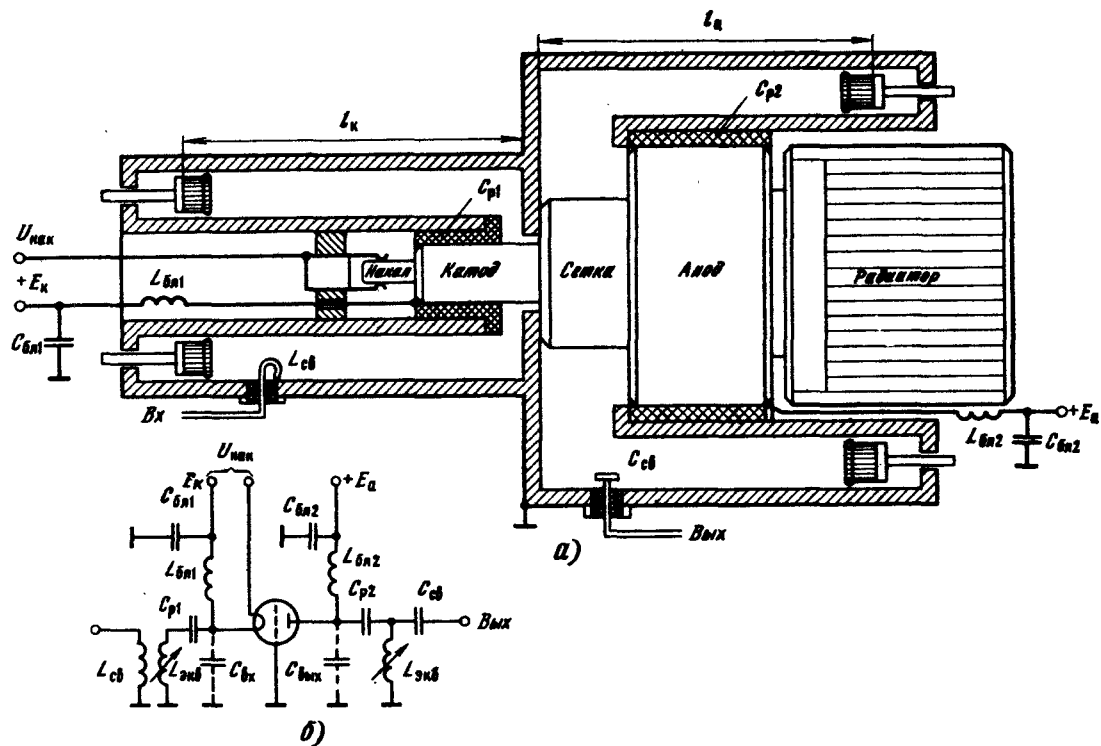


Рис. 3.7. Эскиз конструкции (а) и эквивалентная схема (б) УКВ-СВЧ генератора на металлокерамическом триоде

лей конструкции, разделенных твердым диэлектриком (слода, фторопласт и др.). Толщина диэлектрика h выбирается из условий необходимой электрической прочности и требуемой емкости конденсатора C_p (или $C_{\text{бл}}$). В большинстве практических случаев для определения их емкости можно пользоваться соотношением для плоского конденсатора: $C = \epsilon S / 4\pi h$, где ϵ — относительная диэлектрическая проницаемость применяемого изолятора; S — площадь поверхности электродов, образующих конденсатор.

В качестве индуктивностей входного и выходного контуров используются отрезки короткозамкнутых коаксиальных линий, электрическая длина которых $l_3 < \lambda/4$ (3.2). Роль контурных конденсаторов C_k выполняет главным образом входная (или выходная) емкость лампы $C_{\text{вх}}$ (или $C_{\text{вых}}$).

Длина l_3 находится из условия настройки эквивалентного параллельного контура $C_k L_{\text{экв}}$ в резонанс на рабочую частоту ω :

$$1/\omega C_k = \omega L_{\text{экв}} = Z_c \operatorname{tg}(2\pi l_3/\lambda) \quad \text{при } l_3 < \lambda/4.$$

Здесь для коаксиальной линии $Z_c = 138 \lg(D/d)$, где D — внутренний диаметр внешнего проводника; d — внешний диаметр внутреннего проводника.

Размеры D и d выбираются из конструктивных соображений — сопряжения с цилиндрическими выводами лампы (см. рис. 3.7, а), а также обеспечения электрической прочности. Отношение D/d обычно находится в пределах 1,5...2,0. При этом достигается волновое сопротивление $Z_c = 24...40$ Ом, т. е. близкое к тому, при котором оказываются наименьшие потери в линии.

На основной частоте ω линия, настроенная вместе с емкостью C_k в резонанс, создает эквивалентное резистивное сопротивление R_{xx} — сопротивление контура при отключенной нагрузке. Чем больше R_{xx} , тем меньше потери в контуре. Потери складываются из следующих величин: r_n — распределенное сопротивление потерь по всей длине линии; r_{k1} — эквивалентное сопротивление потерь в контактах короткозамыкателя (поршня) на конце линии; r_{k2} — эквивалентное сопротивление потерь в контактах в начале линии — в местах соединения линии с лампой. Сопротивление R_{xx} определяется по формуле

$$R_{\text{xx}} = Z_c^2 / \left(\frac{r_n}{\varphi(x)} + \frac{r_{k1}}{\sin^2 x} + \frac{r_{k2}}{\operatorname{tg}^2 x} \right),$$

где $\varphi(x) = 4\sin^2 x / (2x + \sin 2x)$; $x = 2\pi l_3/\lambda$. Отсюда следует, что минимальные потери оказываются при $l_3 = \lambda/4$, когда $R_{\text{xx}} = R_{\text{xxmax}} = Z_c^2 / (\pi r_n / 4 + r_{k1})$; по мере ее укорочения потери резко возрастают. Поэтому практически длину резонатора выбирают в пределах $0,1\lambda < l_3 < 0,25\lambda$.

На высоких частотах геометрическая длина линии может быть очень малой и конструктивно невыполнимой. В этом случае ее электрическую

длину увеличивают на $\lambda/2$. Однако в интервале $\lambda/2 < l_3 < 3\lambda/4$, где короткозамкнутая линия также эквивалентна индуктивности, коэффициент $\varphi(\lambda)$ практически линейно возрастает с 0 до $3\pi/4$ (а не с 0 до $\pi/4$ — как при увеличении l_3 от 0 до $\lambda/4$), т. е. потери, обусловленные $r_{\text{п}}$, возрастают в 3 раза.

Настройка контуров осуществляется перемещением поршней — короткозамыкателей, изменяющих длины линий, т. е. эквивалентные индуктивности $L_{\text{экв}}$. Связь с предыдущим каскадом и нагрузкой выполняется индуктивной или емкостной. Индуктивная связь в виде петли устанавливается в «пучности» тока, т. е. вблизи короткозамкнутого конца линии (часто в первую очередь в перестраиваемых генераторах непосредственно в поршне), емкостная связь в виде небольшой шайбы («пяточка») устанавливается в «пучности» напряжения, т. е. вблизи разомкнутого конца линии. В примере на рис. 3.7 ВЧ сигнал в катодный контур подается через индуктивность связи $L_{\text{св}}$, а усиленные ВЧ колебания снимаются с анодного контура через емкость связи $C_{\text{св}}$. Примеры конструкций мощных ламповых генераторов с коаксиальными резонаторами обсуждаются в [14].

При построении колебательных цепей транзисторных генераторов индуктивности выполняют в виде отрезков длинных линий на частотах выше 300 МГц, а емкости — на частотах выше 1000 МГц. В качестве отрезков длинных линий используют несимметричные полосковые линии. Для этого на металлическом основании, которое одновременно может являться радиатором, крепится диэлектрическая пластина (фторопласт, ситал, поликор, кварцевая пластина и др.) толщиной 0,5...2 мм, фольгированная с двух сторон. Путем травления на верхней стороне оставляют отрезки линий: узкие с наибольшим волновым сопротивлением $Z_c \approx 150$ Ом для реализации индуктивностей согласно (3.2) и широкие с наименьшим волновым сопротивлением $Z_c = 10...20$ Ом для реализации емкостей согласно (3.3). Небольшая регулировка (в процессе настройки генераторов) индуктивностей в сторону больших значений и емкостей в сторону меньших значений осуществляется уменьшением ширины линий. Блокировочные и разделительные конденсаторы обычно выполняют сосредоточенными, но специальной конструкции. Выводы конденсаторов представляют собой металлизированные полоски на их корпусе. Это позволяет уменьшать до минимума индуктивности выводов конденсаторов и легко соединять с остальными элементами схемы. Блокировочные дроссели выполняют сосредоточенными или в виде отрезков длинных линий длиной $l_3 = \lambda/4$. Согласно (3.1) и рис. 3.6, δ входное сопротивление четвертьволновой короткозамкнутой линии ($Z_{\text{н}} = 0$) равно бесконечности $Z_{\text{вх}} = \infty$, а потому такой дроссель не шунтирует ВЧ цепи генератора на данной частоте.

На рис. 3.8,а представлена электрическая схема УКВ — СВЧ транзисторного генератора, в которой емкости и индуктивности входной и

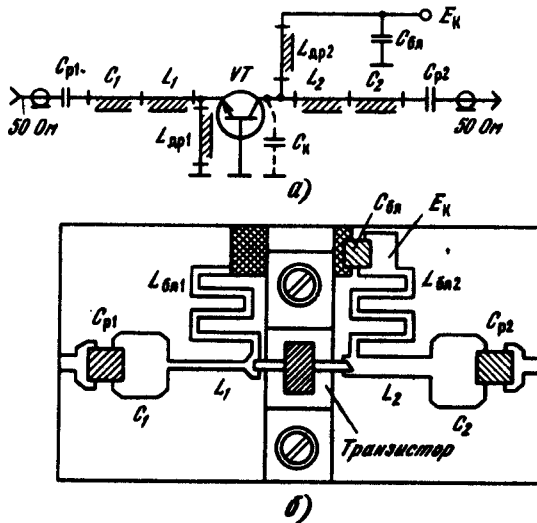


Рис. 3.8. Электрическая схема и эскиз конструкции (топологии) УКВ-СВЧ транзисторного генератора

выходной ЦС, а также блокировочные дроссели выполняются на отрезках длинных линий. Пример конструкции УКВ — СВЧ транзисторного генератора показан на рис. 3.8,б. На металлическом основании (радиаторе) укреплены транзистор и две диэлектрические металлизированные с двух сторон пластинки. На каждой из них путем соответствующего травления оставлены полоски — отрезки линий, на которых реализуются емкости, индуктивности, блокировочные дроссели, а также 50-омные подводящие линии. Кроме того, на пластинках оставлены контактные площадки для подключения разделительных и блокировочных конденсаторов, выводов транзисторов, источника постоянного тока и для соединения с корпусом «нижних» выводов $L_{бл1}$ и $C_{бл}$.

3.4. СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ С ШИРОКОДИАПАЗОННЫМИ ЦЕПЯМИ СВЯЗИ

Во многих радиотехнических системах передатчики работают в широком диапазоне частот. Например, в системах связи и вещания декаметровых волн требуется быстрая перестройка передатчика в диапазоне 1,5...30 МГц, в системах связи — перестройка в отдельных полосах диапазона 30...300 МГц, в диапазоне дециметровых волн требуются усилители мощности (генераторы) с полосами пропускания 220...400, 500...1000, 1000...2000 МГц и т. д. Применение в таких широкодиапазонных устройствах генераторов с резонансными контурами, перестраиваемыми вручную или автоматически, далеко не оптимально. Из-за

устройств автоматизации настройки контуры становятся громоздкими, а из-за скользящих контактов ненадежными. Переход к широкодиапазонным генераторам без резонансных контуров позволяет обойтись без подстроечных и перестроечных элементов. В данном случае смена рабочей частоты передатчика сводится только к изменению частоты в возбuditеле, а также к переключению выходного фильтра и перестройке устройства согласования с антенной (см. ниже рис. 3.57). Это упрощает и ускоряет перестройку и настройку передатчика и в конечном счете повышает его надежность, удешевляет эксплуатацию. Одновременно переход к широкодиапазонным каскадам дает возможность снизить токи и напряжения на реактивных элементах колебательных систем, а следовательно, уменьшить в них потери и их габаритные размеры. В то же время необходимость выравнивания коэффициента усиления по мощности K_p в каждом каскаде по диапазону может привести к снижению абсолютного значения K_p и, как следствие этого, — к увеличению общего числа каскадов передатчика. Кроме того, при уровнях 1...10 кВт из-за сложностей в построении ферритовых трансформаторов (одного из основных элементов широкодиапазонных ЦС), а также выходных колебательных систем в виде переключаемых фильтров (см. § 3.9) применяют резонансные перестраиваемые ЦС и выходные фильтры.

Генераторы с коэффициентом перекрытия по частоте $K_f = \omega_v/\omega_n > 2$ (точнее $K_f > 1,7...1,8$) условно принято считать широкодиапазонными. При этом в диапазоне от метриметровых до метровых волн абсолютные полосы частот составляют от единиц килогерц до десятков мегагерц. Цепи связи в таких генераторах не обеспечивают ослабление высших гармоник в нагрузке, поскольку при работе на частотах ниже $0,5\omega_n$ вторая и последующие высшие гармоники попадают в их полосу пропускания и поступают в нагрузку. Например, на частотах до 30...150 МГц строят широкодиапазонные ключевые генераторы на транзисторах с $K_f \leq 30...100$, в которых формы токов и напряжений на входе и выходе транзисторов могут одновременно существенно отличаться от гармонических. Однако в большинстве случаев с целью уменьшить опасность паразитных резонансов на частотах высших гармоник в широкодиапазонных ЦС стремятся приблизить токи и напряжения на элементах ЦС, а также хотя бы ток (напряжение) на входе и выходе ЭП по форме к гармоническим. По этой причине, а также с целью достижения наибольшей линейности усиления в предварительных маломощных каскадах, в предоконечном, а в некоторых случаях даже в окончательном каскаде ЭП работают в классе А. В мощных окончательных каскадах в целях повышения энергетических показателей ЭП работают в режиме класса В по двухтактной схеме (см. § 3.7).

На частотах выше 100 МГц к широкодиапазонным относят генераторы с $K_f < 2$, поскольку на этих частотах даже при небольших $K_f < 1,7...1,8$ абсолютная рабочая полоса частот может составлять

примерно от 50 МГц до 2 ГГц и более. В этом диапазоне частот генераторы строят по одноконтурной либо квадратурной схеме (см. § 3.8). В последнее время с выпуском так называемых балансных транзисторов, рассчитанных для работы только в определенных диапазонах частот, генераторы стали строить по двухконтурным схемам (см. § 3.7).

Во всех перечисленных генераторах ЦС выполняются с $K_f < 2$. Они обеспечивают достаточную фильтрацию высших гармоник в нагрузке генераторов или на входе последующего каскада.

Таким образом, за исключением широкодиапазонных ключевых генераторов, во всех остальных в нагрузку поступает практически только ток (напряжение) первой гармоники. Поэтому оценивать широкодиапазонные свойства генераторов можно по энергетическим характеристикам, в частности по колебательной мощности первой гармоники $P_1(\omega) \approx P_n(\omega)$, в рабочей полосе частот.

Рассмотрим общие принципы построения широкодиапазонных генераторов. Основное требование, предъявляемое к этим генераторам и передатчикам, — получение в рабочем диапазоне частот от ω_n до ω_v мощности $P_n(\omega)$ с некоторой допустимой неравномерностью $\delta = (P_{nmax} - P_{nmin})/P_{nmin}$ (или выраженной в децибелах $\Delta\alpha = 10\lg[1/(1 - \delta)] = 10\lg(P_{nmax}/P_{nmin})$) на нагрузочном сопротивлении $Z_n(\omega)$, близком к резистивному и постоянному по величине R_n . Предполагается, что входная мощность, которую обеспечивает предыдущий каскад или возбудитель генератора (передатчика), постоянная $P_{вх}(\omega) \approx \text{const}$. Часто вместо $P_{вх}$ оговаривается напряжение $U_{вх}$ на резистивном нагрузочном сопротивлении, обычно равном 50 или 75 Ом. При этом целесообразно, чтобы оконечный каскад передатчика обеспечивал необходимую мощность в нагрузке, работая в одном и том же режиме с наибольшим КПД во всем рабочем диапазоне частот.

Хотя энергетические характеристики в предоконечном и предварительных каскадах не сильно влияют на общие энергетические показатели передатчика (при условии достаточно высокого K_p оконечного каскада), тем не менее для лучшего использования в этих каскадах ЭП также целесообразно, чтобы во всем диапазоне рабочих частот их режим сохранялся близким к оптимальному, т. е. обеспечивался постоянный уровень мощности при наибольшем КПД. Для достижения этого входные сопротивления выходных, межкаскадных и входных цепей связи широкодиапазонных генераторов (см., например, структурную схему двухкаскадного генератора на рис. 3.1) также должны быть близкими к резистивным и постоянными по величине $Z_{вх}(\omega) = R_{вх}$ в заданном диапазоне рабочих частот от ω_n до ω_v .

Таким образом, сформулированы основные принципы построения широкодиапазонных генераторов и отсюда — главное требование к

широкодиапазонным ЦС. Применявшийся ранее способ взаимной компенсации неравномерностей АЧХ отдельных каскадов приводит к значительной нестабильности характеристик в процессе эксплуатации, в частности к сильной температурной зависимости, снижению устойчивости и увеличению опасности появления паразитных колебаний, поэтому подобные решения применяются все реже.

Основным элементом входных, межкаскадных и выходных ЦС широкодиапазонных генераторов является трансформатор. В ламповых широкодиапазонных каскадах для трансформации нагрузочных сопротивлений применяют трансформатор с магнитной связью между обмотками. В диапазоне средних рабочих частот он близок к идеальному трансформатору (ИТ), дискретный коэффициент трансформации которого пропорционален отношению числа витков вторичной w_2 и первичной w_1 обмоток. Коэффициенты трансформации по напряжению, току и сопротивлениям определяются соответственно по формулам

$$K_U = U_2/U_1 = w_2/w_1; K_I = I_2/I_1 = w_1/w_2; R_n/R_{вх} = w_2^2/w_1^2.$$

В эквивалентной электрической схеме на рис. 3.9 помимо ИТ учитываются омические сопротивления обмоток r_{s1}, r_{s2} и эквивалентное сопротивление потерь в магнитопроводе R_m . Влияние r_{s1}, r_{s2} и R_m на коэффициент трансформации, как правило, незначительное, и их в первую очередь учитывают при оценке мощности потерь $P_{пот}$ и расчете КПД трансформатора $\eta_{тр} = P_n/(P_n + P_{пот})$. В то же время паразитные реактивные элементы в основном влияют на коэффициент трансформации и тем самым ограничивают его полосу: снизу — эквивалентной индуктивностью намагничивания первичной обмотки L_m , сверху — индуктивностями рассеивания обмоток L_{s1}, L_{s2} , эквивалентными емкостями обмоток C_{n1}, C_{n2} и эквивалентной емкостью между обмотками C_{n1-2} . Для расширения полосы пропускания необходимо увеличивать L_m и одновременно снижать L_s и C_n . Однако эти требования противоречивы. Рациональным конструированием удастся обеспечить полосу пропускания с коэффициентом перекрытия до 10...30 на частотах 0,1...100 МГц

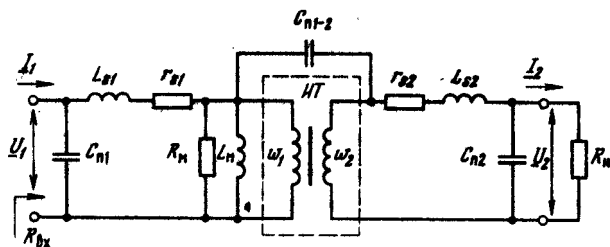


Рис. 3.9. Эквивалентная электрическая схема трансформатора с магнитной связью между обмотками

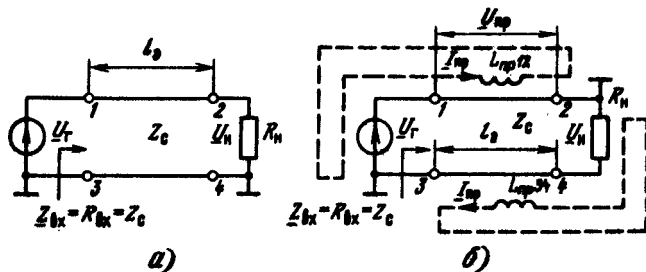


Рис. 3.10. Трансформатор на отрезке длинной линии

при сравнительно больших нагрузочных сопротивлениях (от 25 Ом примерно до 10 кОм). Однако применительно к транзисторным генераторам они могут оказаться непригодными. Для современных мощных генераторных транзисторов характерны очень низкие входные и нагрузочные сопротивления, измеряемые единицами и даже долями ом. При этом индуктивности рассеяния обмоток трансформатора с магнитной связью не должны превышать единиц и даже долей наногенри, что практически невозможно обеспечить.

Для трансформации относительно малых сопротивлений в диапазоне частот от 0,1...1,0 МГц до 100...300 МГц* используют трансформаторы на отрезках линий с определенным заранее заданным волновым сопротивлением Z_c . При согласованном резистивном нагрузочном сопротивлении верхняя граничная частота полосы пропускания трансформатора определяется только потерями в линиях. Принципы его работы рассмотрим на простейшем примере — трансформаторе на одной линии. На рис. 3.10,а двухпроводная линия соединяет генератор U_r и нагрузочное сопротивление R_n . За счет сильной электромагнитной связи между проводами линии при $Z_c = R_n$, если потерями в линии пренебречь, в любом ее сечении, в том числе и между выходными точками 2 — 4, наводится ЭДС, равная U_r .

При резистивном нагрузочном сопротивлении, равном волновому сопротивлению линии ($Z_n(\omega) = R_n = Z_c$), модуль коэффициента передачи (коэффициента трансформации) по напряжению во всем диапазоне частот равен единице: $|K_U| = (U_n/U_r) = 1$ и линия — трансформатор вносит только фазовый сдвиг, $\varphi = 2\pi l/\lambda$. При согласованной нагрузке одновременно будет резистивным и постоянным входное сопротивление линии $Z_{вх}(\omega) = R_{вх} = Z_c = R_n$.

* При высокоомных нагрузках 50...300 Ом до 1...2 ГГц.

Если на выходе соединить с корпусом верхний проводник линии (рис. 3.10,б), то на нагрузочном сопротивлении R_n получим противофазное напряжение \underline{U}_n (по сравнению с \underline{U}_n в схеме на рис. 3.10,а). Однако при этом к проводникам 1 — 2 и 3 — 4 приложено так называемое продольное напряжение $\underline{U}_{пр}$, равное $|\underline{U}_1| = |\underline{U}_n|$. Чтобы образованные им токи $\underline{I}_{пр} = \underline{U}_{пр}/\omega L_{12} = \underline{U}_{пр}/\omega L_{34}$ во входном и нагрузочном контурах (на рис. 3.10,б показаны штриховой линией) были значительно меньше основного тока $\underline{I}_{вх} = \underline{U}_1/R_{вх}$ или $\underline{I}_n = \underline{U}_n/R_n$, должны быть достаточно большими продольные индуктивности проводников линий $L_{пр12}$ и $L_{пр34}$, чтобы обеспечивать $\omega L_{пр12} \gg R_{вх}$, $\omega L_{пр34} \gg R_n$. С этой целью необходимо линию брать достаточной длины и располагать ее на феррите (или наматывать на ферритовый сердечник) с большой магнитной проницаемостью μ .

Практически в качестве линий используют специальные полосковые и коаксиальные кабели с волновыми сопротивлениями от 3,2 до 150 Ом и выше согласно справочным данным.

Конструкция трансформатора зависит от геометрических размеров кабеля и феррита. При относительно малой длине кабеля на него надевают ферритовые кольца или трубки (рис. 3.11,а), а при относительно большой кабель наматывают на ферритовое кольцо или несколько колец (рис. 3.11,б) либо трубку, которая может быть образована несколькими трубками или кольцами (рис. 3.11,в). В конструкциях на рис. 3.11,б,в значительная часть кабеля не охвачена ферритом. Этот недостаток в значительной степени устраняется, если кабель наматывается на трубки, образующие два параллельно расположенных цилиндра. В пос-

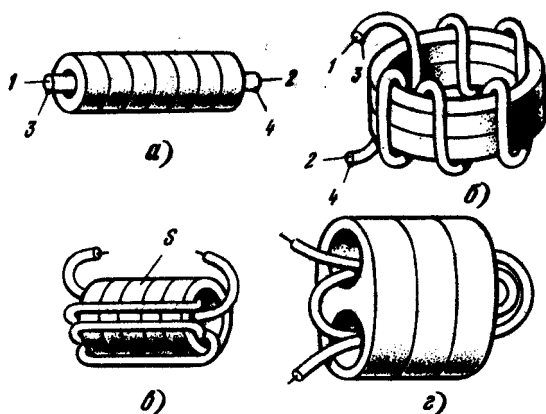


Рис. 3.11. Конструкции трансформаторов на линиях

леднее время для этой конструкции освоен специальный выпуск ферритов в виде цилиндра с двумя круглыми отверстиями (рис. 3.11,2).

При построении трансформатора с коэффициентом трансформации $K_U \neq 1$ используют несколько линий N одинаковой длины l_3 , включая их параллельно и последовательно по входу и по выходу в различных комбинациях. Очень часто ограничиваются включением линии с одинаковыми волновыми сопротивлениями Z_c параллельно с одной стороны и последовательно — с другой (рис. 3.12). В этом случае для согласования линий необходимо обеспечить следующие соотношения между волновыми и нагрузочными сопротивлениями:

$$R_{вх} = Z_c/N, \quad R_{н} = NZ_c, \quad (3.4a)$$

где

$$Z_c = \sqrt{R_{вх}R_{н}}. \quad (3.46)$$

При этом модуль коэффициента трансформации напряжения не будет зависеть от частоты: $|K_U| = |U_{н}/U_{г}| = N$, а фазовый сдвиг будет такой же, как в схемах на рис. 3.10. Из (3.4a) следует, что коэффициент трансформации сопротивлений оказывается дискретным:

$$R_{н}/R_{вх} = N^2 = 1, 4, 9, 16, \dots, \quad (3.5)$$

как в трансформаторах с магнитной связью, но поскольку число линий невелико, дискретность получается большой.

Значения продольных напряжений на линиях различны. Например, при несимметричном включении на входе и выходе (см. рис. 3.12) продольное напряжение на N -й линии $U_{прN} = 0$. Эту линию устанавливают без феррита и называют *фазокомпенсирующей*. На последующих линиях $U_{пр}$ возрастает, максимальное значение будет на 1-й линии: $U_{пр1} = (N-1)U_{г}$. Поэтому индуктивность проводников 1-й линии должна быть наибольшей, чтобы ее ток $I_{пр1} = U_{пр}/\omega L_{пр1}$ сохранялся достаточно малым. Одновременно пропорционально напряжению $U_{пр}$ необходимо

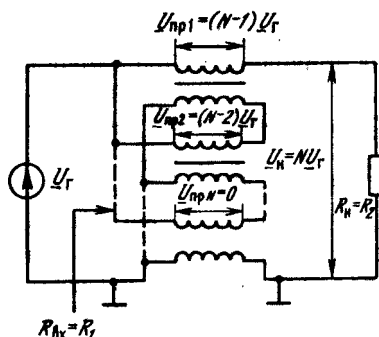


Рис. 3.12. Трансформатор на N линиях

увеличивать объем феррита либо длину и число витков линий, чтобы магнитная индукция в феррите не превышала допустимое значение. Однако при разной длине отдельных линий будут различные фазовые сдвиги в них, что приведет с ростом частоты к отклонению модуля коэффициента трансформации \underline{K}_U от N .

По этой причине обычно ограничиваются небольшими значениями коэффициентов трансформации, не сильно отличающимися от единицы, т. е. используют не более трех — пяти линий. При несимметричном включении трансформатора по входу и выходу (см. рис. 3.12) нижнюю фазокомпенсирующую линию, на которой отсутствует продольное напряжение, можно закортить, точнее длину ее уменьшить до нуля. Однако сокращение общего числа линий на одну, во-первых, изменяет фазовый сдвиг между напряжениями \underline{U}_H и \underline{U}_T и делает непостоянным модуль коэффициента трансформации \underline{K}_U от частоты. Во-вторых, необходимо начало и конец остальных $N - 1$ линий (вход и выход трансформатора) приближать друг к другу, что трудно осуществлять конструктивно и неудобно при построении широкодиапазонных генераторов.

Рассмотрим частотные ограничения в трансформаторах на линиях. При рассогласованной нагрузке ($\underline{Z}_H(\omega) \neq NZ_C$), в том числе и при резистивной, но не равной волновому сопротивлению ($R_H \neq NZ_C$), входное сопротивление трансформатора согласно (3.1) будет отличаться от $R_{вх} = Z_C/N$ и зависеть от электрической длины линии l_3 , т. е. от частоты ω . Следовательно, и коэффициент трансформации \underline{K}_U будет также зависеть от частоты ω . Чтобы в некоторой степени уменьшить влияние рассогласования нагрузки, ограничивают длину линий так, чтобы при работе на верхней рабочей частоте $\omega_в$ (т. е. на самой короткой волне диапазона $\lambda_в$) электрическая длина линий была меньше четверти длины волны:

$$l_3 < (0,1 \dots 0,2)\lambda_в. \quad (3.6)$$

Частотные ограничения снизу обусловлены появлением токов $I_{пр}$ в проводниках линий трансформатора. Необходимо, чтобы индуктивные сопротивления проводников (например, в схеме на рис. 3.10,б проводников 1 — 2, 3 — 4) были значительно больше нагрузочных сопротивлений $R_{вх}$ и R_H на самой нижней рабочей частоте:

$$\omega_H L_{пр12} > 10R_{вх}, \quad \omega_H L_{пр34} > 10R_H. \quad (3.7)$$

Требования (3.6) и (3.7) противоречивы: для расширения диапазона в сторону ВЧ необходимо уменьшить длину линии, в то время как для расширения его в сторону НЧ надо увеличивать длину, чтобы возросли индуктивности $L_{пр12}$ и $L_{пр34}$. Эти противоречия в значительной степени

устраняются при правильном выборе конструкции и феррита с наибольшей магнитной проницаемостью, что позволяет при относительно малой длине линии получать наибольшее значение продольных индуктивностей. Заметим, что феррит оказывает основное влияние на НЧ ($\omega \rightarrow \omega_n$), на которых трансформатор на линии (см. рис. 3.10,б) «вырождается» в трансформатор с магнитной связью между обмотками 1 — 2 и 3 — 4 с $w_1 = w_2$.

В качестве примера на рис. 3.13 показана межкаскадная ЦС, выполненная на трансформаторе из трех линий, включенных по входу последовательно, а по выходу параллельно. Если входное сопротивление второго транзистора близко к резистивному $R_{вх}$, а волновое сопротивление линий $Z_{с1} = Z_{с2} = Z_{с3} = 3R_{вх}$, то для первого транзистора обеспечивается нагрузочное сопротивление в 9 раз большее ($R_{зкв} = 9R_{вх}$).

С ростом частоты все сильнее сказываются влияния межэлектродных емкостей и емкостей, входящих в эквивалентные схемы ЭП, а также индуктивностей их выводов. Это ведет к комплексному, частотно-зависимому входному сопротивлению $Z_{вх}(\omega)$. Одновременно и требуемое нагрузочное сопротивление ЭП становится комплексным и частотно-зависимым, что необходимо учитывать при построении входных, межкаскадных и выходных ЦС. Кроме того, если коэффициент усиления по мощности ЭП меняется по диапазону, то ЦС должна компенсировать эту неравномерность.

Перейдем к особенностям схемного построения широкодиапазонных ламповых генераторов. Такие генераторы выполняются на частотах от 0,1...0,2 до 30...120 МГц. Основные трудности в их построении связаны с входной и выходной емкостями лампы. Выходная емкость шунтирует относительно высокоомную анодную нагрузку. Уменьшение же сопротивления анодной нагрузки, а также шунтирование лампы по входу дополнительным резистором $R_{доп}$ (см. ниже) ведут к снижению

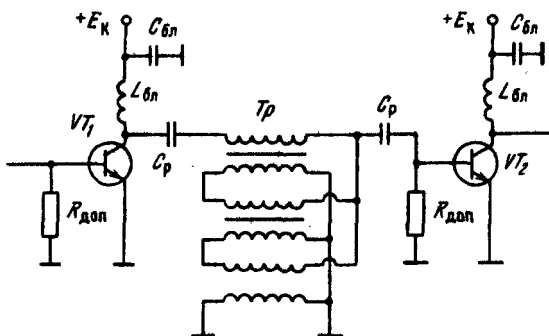


Рис. 3.13. Межкаскадная цепь связи на трансформаторе из трех линий

колебательной мощности, КПД и коэффициента усиления по мощности генератора. В то же время индуктивности выводов и инерционность лампы незначительно проявляются на частотах до 30...100 МГц, и их обычно не учитывают при проектировании широкодиапазонных генераторов.

Для компенсации шунтирующего действия входных и выходных емкостей ламп добавляют корректирующие индуктивности и резисторы, которые вместе с емкостями образуют аperiodические контуры либо простейшие ФНЧ (см. ниже построение широкодиапазонных транзисторных генераторов). При построении широкодиапазонных ламповых генераторов на частотах до 30 МГц номинальное нагрузочное сопротивление приходится снижать до 500 и даже до 100...200 Ом, что ведет к снижению не только колебательной мощности и КПД, но и коэффициента усиления по мощности K_p . Если K_p снижается ниже 5...10 на каскад, целесообразно переходить к усилителям с распределенным усилением (УРУ). Такие усилители обычно содержат от четырех до десяти ламп и обеспечивают в широкой полосе частот (до одной и более октав) достаточно высокий K_p при низких нагрузочных сопротивлениях.

На рис. 3.14 показана схема однотактного УРУ, которая содержит две искусственные однородные длинные линии. Звенья сеточной и анодной линий образованы катушками индуктивности L с отводом от средней точки и конденсаторами C , в качестве которых используются входные и выходные емкости ламп, обеспечивающие соответственно волновые сопротивления $Z_{сc}$ и $Z_{сa}$. Для согласования с нагрузкой к каждой линии с обеих сторон подключены специальные согласующие звенья из индуктивностей $L_{1согл}$, $L_{2согл}$ и конденсатора $C_{согл}$. Сеточная линия нагружена с одной стороны на согласованное балластное сопротивление $R_{б1} = Z_{сc}$. Анодная линия нагружена с обеих сторон на полез-

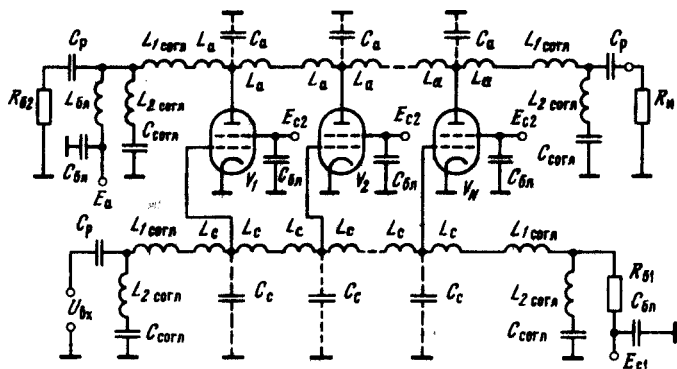


Рис. 3.14. Электрическая схема лампового УРУ

ную нагрузку R_n и балластное сопротивление R_{62} , также согласованные с волновым сопротивлением ($R_n = R_{62} = Z_{ca}$). При заданной верхней рабочей частоте ω_0 волновые сопротивления линий $Z_c = \sqrt{L/C}$ и нагрузочные сопротивления R_6 и R_n определяются величинами емкостей ламп $(2,0...2,3)/\omega_0 C$. Одновременно добиваются примерного равенства фазовых скоростей распространения сигнала в обеих линиях ($L_a C_a = L_c C_c$).

Усиливаемые колебания подаются на вход сеточной линии, и в ней устанавливается режим бегущей волны. Для одинакового использования ламп по току необходимы одинаковые напряжения возбуждения U_c на их сетках. Поэтому затухание в сеточной линии должно быть минимальным. Для этого, как правило, применяют экранированные лампы (тетроды) и выбирают режим их работы без токов управляющих сеток. В анодной линии каждая лампа возбуждает прямую и обратную волны. Поскольку скорости распространения сигнала в обеих линиях близки, то прямые волины от всех ламп распространяются к выходу УРУ и складываются синфазно в полезную нагрузку R_n , а обратные волны приходят к балластному сопротивлению R_6 в различных фазах и поэтому в значительной степени компенсируются.

Особенностью УРУ является различный режим работы ламп. Переменное напряжение на аноде первой лампы $U_a^{(1)} = 0,5I_{a1}Z_{ca}$ зависит только от ее собственного тока I_{a1} . Переменное напряжение на аноде i -й лампы определяется суммой токов i ламп, так что в последней, N -й лампе оно оказывается наибольшим; $U_a^{(N)} = N \cdot 0,5I_{a1}Z_{ca}$. Поэтому если у N -й лампы режим граничный (или близкий к нему), то у всех остальных (при одинаковых напряжениях анодного питания) режим оказывается недонапряженным и тем менее напряженным, чем меньше номер лампы. Следовательно, КПД УРУ меньше, чем КПД резонансных усилителей, и на анодах первых ламп мощность рассеяния существенно больше. Для повышения КПД и уменьшения мощности рассеяния на аноде первых ламп применяют анодные искусственные длинные линии с меняющимся по длине волновым сопротивлением — неоднородные линии. В начале УРУ Z_{ca} делается возможно большим, а по мере приближения к концу — уменьшается. Таким образом, для всех ламп УРУ обеспечивается режим, достаточно близкий к граничному. Кроме того, для повышения КПД лампы работают в режиме класса B , а для компенсации четных гармоник УРУ строят по двухтактной схеме с трансформаторной связью с нагрузкой.

Важным достоинством УРУ является, во-первых, достаточно высокая надежность. Если число ламп составляет 6...10, то при выходе из строя одной-двух ламп (при потере эмиссии тока) выходная мощность УРУ уменьшается незначительно. Однако поврежденная лампа может создавать в схеме короткое замыкание. Чтобы избежать этого, последовательно с выводами ламп включают плавкие предохранители, автоматически отключающие лампы с таким характером повреждения.

Во-вторых, УРУ по отношению к нагрузке эквивалентен генератору с резистивным внутренним сопротивлением, равным номинальному нагрузочному сопротивлению, поэтому допускаются значительные рассогласования с нагрузкой (коэффициент бегущей волны КБВ до 0,3). При этом сохраняется широкодиапазонность, а неравномерность выходной мощности не превосходит 30 %. В-третьих, УРУ является сумматором мощности большого числа генераторов в полосе частот до 4...5 октав без применения специальных широкодиапазонных мостовых схем. Одновременно УРУ присущи серьезные недостатки: сложность схемы и отсюда трудности в настройке и ремонте, низкий КПД и значительное недоиспользование большей части ламп по мощности. Все это определяет тенденцию постепенного отказа от УРУ и перехода к построению ламповых генераторов с широкодиапазонными ЦС, как в транзисторных генераторах*, но в отличие от последних здесь ЦС строятся переключаемыми на отдельные небольшие поддиапазоны частот, что обусловлено большим шунтирующим действием входных и выходных емкостей ламп.

Широкодиапазонные транзисторные генераторы используются на частотах от 0,1...0,2 до 100...1000 МГц и выше. Благодаря относительно низким нагрузочным сопротивлениям шунтирующие действия выходной (коллекторной или стоковой) емкости современных генераторных транзисторов, рассчитанных для работы в заданном диапазоне частот, сказываются только на частотах выше 30...100 МГц. В то же время из-за низких нагрузочных и главным образом входных сопротивлений сильно сказываются индуктивности выводов, и в первую очередь индуктивности входного и общего электродов. Кроме того, практически уже на частотах выше 10...30 МГц необходимо учитывать снижение коэффициента усиления по мощности транзистора с ростом частоты. По этим причинам при построении транзисторных широкодиапазонных генераторов редко используются УРУ, а межкаскадные ЦС строят с применением широкодиапазонных трансформаторов и дополнительных LCR-элементов, которые компенсируют влияние емкостей и индуктивностей выводов транзисторов, а также корректируют (выравнивают) коэффициент усиления генератора в рабочем диапазоне частот.

Цепи связи, которые строятся с учетом входных и выходных емкостей и индуктивностей выводов ЭП принято называть *согласующими*, а ЦС, в задачу которых входит выравнивание коэффициента усиления ЭП в диапазоне частот, называют *цепями коррекции АЧХ*.

При построении выходных согласующих ЦС необходимо учитывать в первую очередь шунтирующее действие выходной емкости ЭП

* На транзисторах УРУ строятся только в диапазоне СВЧ. Усилители, выполненные на полевых транзисторах с барьером Шотки, позволяют получать в диапазоне 2...20 ГГц мощность в единицы ватт с усилением 10...15 дБ.

$C_{\text{вых}}$. Для БТ емкость $C_{\text{вых}}$ определяется коллекторной емкостью C_k , для МДП-транзисторов — стоковой емкостью C_c , для ламп в схеме с ОК — емкостью $C_{\text{ак}}$, в схеме с ОС — емкостью $C_{\text{ас}}$. В общем случае к емкости $C_{\text{вых}}$ надо добавить паразитную емкость схемы (емкость монтажа) C_m , а при построении одноктактных генераторов — специально включаемую параллельно выходным электродам ЭП емкость C_1 , (см., например, схемы на рис. 3.4,а,в) для создания достаточно низкого входного сопротивления по высшим гармоникам и обеспечения близкого к гармоническому напряжения на выходе ЭП. В дальнейшем под C_1 будем понимать суммарную емкость ($C_1 + C_m$). Шунтирующее действие емкости ($C_1 + C_{\text{вых}}$) оценивают коэффициентом

$$\alpha_{\text{вх}} = \omega_b (C_1 + C_{\text{вых}}) R_{\text{вх ном}}, \quad (3.8a)$$

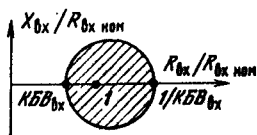
который характеризует сопротивление емкости ($C_1 + C_{\text{вых}}$) при работе на верхней частоте ω_b относительно номинального входного сопротивления $R_{\text{вх ном}}$, равного нагрузочному сопротивлению $R_{\text{экв}}$ генератора.

При $\alpha_{\text{вх}} < 0,05 \dots 0,1$ с влиянием емкости ($C_1 + C_{\text{вых}}$) можно не считаться. При большем значении $\alpha_{\text{вх}}$ шунтирующее действие емкости ($C_1 + C_{\text{вых}}$) проявляется в отклонении входного сопротивления $Z_{\text{вх}}$ ЦС от номинального $R_{\text{вх ном}}$ и в снижении коэффициента передачи мощности в нагрузку.

Величину $\Delta Z_{\text{вх}}$ отклонения $Z_{\text{вх}}$ от $R_{\text{вх ном}}$ обычно оценивают КБВ_{вх} (или коэффициентом стоячей волны КСВ_{вх} = 1/КБВ_{вх}) на входе ЦС. Коэффициент бегущей волны (или КСВ) определяет соотношение между напряжениями падающей и отраженной волн в некотором сечении электрической цепи (в нашем случае — на ее входе): КБВ = $(U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}) / (U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}})$ или КСВ = $(U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}}) / (U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}})$. Одновременно КБВ_{вх} (или КСВ_{вх}) определяет окружность — границу возможных отклонений (рассогласований) входного сопротивления $\Delta Z_{\text{вх}}$ на комплексной плоскости $Z_{\text{вх}}$ относительно номинального значения $R_{\text{вх ном}}$ (рис. 3.15). Величина $R_{\text{вх ном}}$ равна внутреннему резистивному сопротивлению эквивалентного генератора R_r , к которому подключается ЦС. В свою очередь, величина R_r выбирается равной $R_{\text{экв}}$ ЭП.

Для компенсации шунтирующего действия емкости ($C_1 + C_{\text{вых}}$) включают один-два дополнительных реактивных элемента (индуктивность L_2 и емкость C_2), т. е. образуют двух-трехзвенный ФНЧ (рис. 3.16,а) с

Рис. 3.15. Границы изменений входного сопротивления цепи связи на комплексной плоскости $Z_{\text{вх}}$ при данном значении КБВ_{вх}



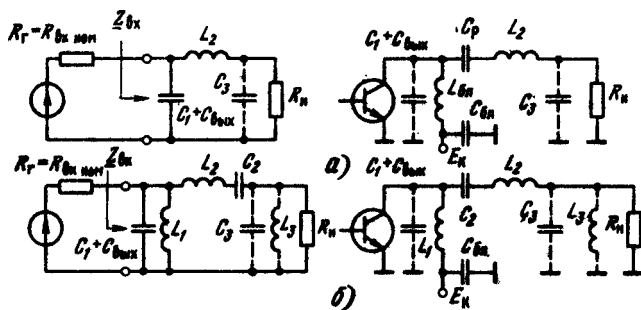


Рис. 3.16. Выходная низкочастотная и полосовая цепи связи

равноколебательной АЧХ (фильтр Чебышева). На рис. 3.17 построены зависимости δ , $\Delta\alpha$ и $\text{КБВ}_{\text{вх}}$ от $\alpha_{\text{вх}}$ при подключении согласующей цепи к генератору с $R_r = R_{\text{вх ном}}$. Видно, что переход к двух- и трехзвенному ФНЧ с оптимально подобранными параметрами позволяет существенно снизить неравномерность АЧХ (δ , $\Delta\alpha$) и повысить $\text{КБВ}_{\text{вх}}$. В то же время дальнейшее усложнение ЦС (число звеньев $m > 3$), т. е. включение дополнительных элементов L_4 , C_5 и т. д., не дает существенного снижения неравномерности АЧХ и увеличения $\text{КБВ}_{\text{вх}}^*$.

Если $\alpha_{\text{вх}} > 0,5 \dots 1,0$, то даже в двух- и трехзвенной ЦС $\text{КБВ}_{\text{вх}}$ оказывается недопустимо малым, поэтому необходимо либо уменьшать нагрузочное сопротивление $R_n \approx R_{\text{вх ном}}$ при заданных ω_s и $(C_1 + C_{\text{вых}})$, либо при небольших коэффициентах перекрытия по частоте ($K_f < 3 \dots 5$) переходить к полосовым согласующим цепям (рис. 3.16, б), в которых

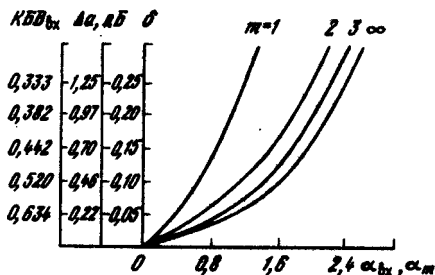
$$\alpha_{\text{вх}} = (\omega_s - \omega_n)(C_1 + C_{\text{вых}})R_{\text{вх ном}} \quad (3.86)$$

Сравнивая (3.8а) и (3.8б), видим, что переход к полосовой цепи позволяет уменьшить $\alpha_{\text{вх}}$ в $\omega_s/(\omega_s - \omega_n) = 1/(1 - 1/K_f)$ раз и, значит, обеспечить меньшие отклонения $\Delta Z_{\text{вх}}$ (большее $\text{КБВ}_{\text{вх}}$ и меньшие δ и $\Delta\alpha$) в полосе частот от $\omega_n > 0$ до ω_s .

Данному значению $\alpha_{\text{вх}}$ и выбранному m соответствуют вполне определенные оптимальные значения остальных $L_2 C_3$ -элементов, которые табулируются в виде коэффициентов α_2 , α_3 [14]. Для полосовой ЦС дополнительные элементы L_1 , C_2 и L_3 (см. рис. 3.16, б), образующие с соответствующими $(C_1 + C_{\text{вых}})$, L_2 и C_3 параллельные и последователь-

* Рассматриваемый здесь способ широкополосного согласования называется *фильтровым*. Несколько лучшие характеристики обеспечивает так называемый *оптимальный* способ (см. подробнее в [14]).

Рис. 3.17. Зависимости КБВ_{вх}, Δа и δ от α_{вх}, α_м



ные контуры, определяются из условия настройки в резонанс на частоте $\omega_0 = \sqrt{\omega_p \omega_n}$. Переход к полосовой ЦС увеличивает в 2 раза число LC-элементов. Однако практически происходит не усложнение, а даже некоторое упрощение схемы, поскольку дополнительные L_1 и C_2 элементы устанавливаются вместо $L_{6л}$ и $C_{6л}$ (см. рис. 3.16) и оказываются значительно меньшими по величине. Кроме того, известно, что в полосовой цепи можно осуществлять дополнительную трансформацию сопротивления, при которой $R_{вх\text{ ном}} \neq R_n$, не меняя и не ухудшая никаких характеристик [14].

Построение входных согласующих ЦС в сильной степени зависит от типа ЭП, его эквивалентной схемы и усилительных свойств. На относительно низких частотах МДП-транзисторы в схеме ОИ, ламповые триоды и тетроды в схеме с ОК при работе без тока управляющей сетки по входу эквивалентны емкости $C_{вх}$. Поэтому ЭП предыдущего каскада должен на емкостном сопротивлении $1/j\omega C_{вх}$ развивать переменное напряжение с постоянной амплитудой $U_{вх}(\omega) \approx \text{const}$ в заданном диапазоне частот от ω_n до ω_p . Однако работа ЭП на реактивную нагрузку, величина которой зависит от частоты, крайне нежелательна по ряду причин. Во-первых, при реактивной нагрузке полезная мощность и КПД генератора близки к нулю даже при работе ЭП с отсечкой тока. Во-вторых, для поддержания постоянной амплитуды на емкостной нагрузке в диапазоне рабочих частот ток на выходе ЭП должен линейно нарастать (при работе ЭП непосредственно на емкостное сопротивление) либо одновременно должны меняться выходной ток и напряжение ЭП (при работе на более сложную реактивную цепь связи из-за паразитных резонансов в ней).

Непосредственное шунтирование емкости $C_{вх}$ резистором R_n ведет к неоправданно большим потерям мощности в нем, поскольку в образованной таким образом однозвенной низкочастотной ЦС согласно рис. 3.17 для достижения высокого КБВ_{вх} потребуются снижение $\alpha_m = \alpha_1 = \omega_p C_{вх} R_n$, т. е. уменьшение R_n . Последовательный переход к двух- и трехзвенным цепям ($m = 2$ и 3) и от низкочастотных цепей к полосо-

вым, показанным соответственно на рис. 3.18, а, б, позволяет при том же значении КБВ_{вх} увеличить коэффициент α_m , определяемый как

$$\alpha_m = (\omega_b - \omega_n) C_{вх} R_n, \quad (3.9)$$

и тем самым увеличить шунтирующее сопротивление R_n и входное сопротивление ЦС $R_{вх\text{ном}} \approx R_n$, а главное — снизить рассеиваемую на R_n мощность.

При включении лампы по схеме с ОС роль R_n (см. рис. 3.18) может частично или полностью играть непосредственно резистивная составляющая относительно низкого входного сопротивления лампы, и поэтому в нем не будет бесполезно рассеиваться мощность, потребляемая от предыдущего каскада.

При построении входных цепей генератора на БТ в схеме с ОБ практически во всем диапазоне частот (до $\omega = 0,3 \dots 0,5 \omega_c$) можно не считаться со снижением модуля коэффициента усиления транзистора по току $h_{21б}(\omega)$, приняв его равным 1. При этом по входу транзистор можно представить эквивалентной схемой в виде последовательного соединения сопротивления $R_{вхОБ}$ и индуктивности $L_{вхОБ}$, через которые в заданной полосе частот от ω_n до ω_b должен протекать постоянный по амплитуде входной ток $I_{вх} = I_3$ (рис. 3.19). При этом ЦС генератора может также строиться в виде ФНЧ, для которого нагрузочным сопротивлением является $R_{вхОБ}$, а последним реактивным элементом является $L_m = L_{вхОБ}$. Величину относительного сопротивления индуктивности L_m оценивают коэффициентом

$$\alpha_m = \omega_b L_{вхОБ} / R_{вхОБ} = \omega_b L_m / R_n. \quad (3.10)$$

Если $\alpha_m < 0,05 \dots 0,1$, с влиянием L_m на АЧХ и КБВ_{вх} можно не считаться. При большем значении α_m для снижения δ , Δa и увеличения КБВ_{вх} необходимо последовательно переходить к двух- и трехзвенным

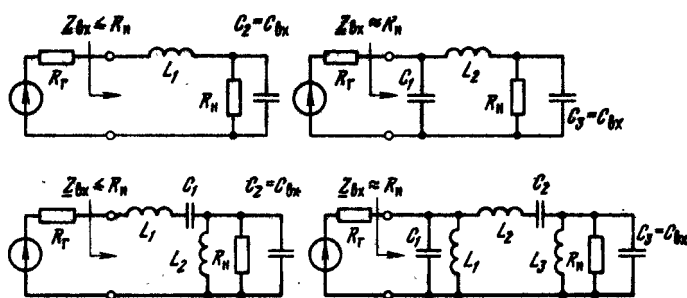


Рис. 3.18. Входные низкочастотные и полосовые цепи связи ламповых и МДП-транзисторных генераторов

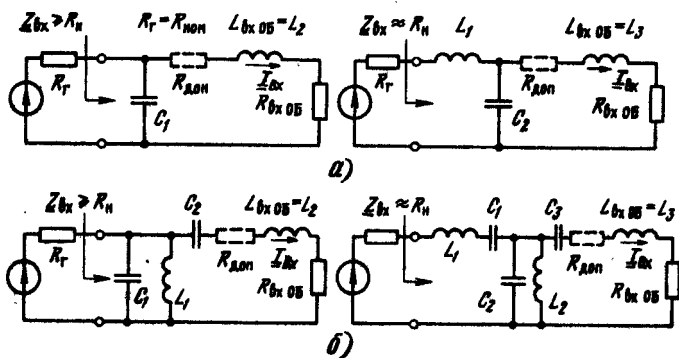


Рис. 3.19. Входные низкочастотные и полосовые цепи связи биполярного транзистора с ОБ

цепям и от низкочастотных ЦС к полосовым (рис. 3.19), для которых в (3.10) надо вместо ω_n подставить $(\omega_n - \omega_n)$. Выигрыш в значениях δ , $\Delta\alpha$ и $K_{БВ_{вх}}$ при переходе от $m = 1$ к $m = 2$ и $m = 3$ такой же, как и при построении выходных цепей на рис. 3.16 и входных цепей на рис. 3.18, и определяется по графикам, приведенным на рис. 3.17.

Если $\alpha_m > 0,05 \dots 0,1$, то для его снижения включают дополнительное сопротивление $R_{доп}$ последовательно со входом транзистора (см. рис. 3.19), а при расчете α_m в (3.10) вместо $R_{вхОБ}$ подставляют $(R_{вхОБ} + R_{доп})$:

$$\alpha_m = (\omega_n - \omega_n)L_{вхОБ} / (R_{вхОБ} + R_{доп}). \quad (3.11)$$

Отметим, что схемы входных согласующих цепей на рис. 3.18 и 3.19 оказываются дуальными. Переход от НЧ цепей к полосовым позволяет при том же значении α_m увеличить R_n в схемах на рис. 3.18 или уменьшить $(R_{вхОБ} + R_{доп})$ в схемах на рис. 3.19 и, следовательно, снизить потери в R_n или в $(R_{вхОБ} + R_{доп})$. Кроме того, в полосовой цепи можно осуществлять дополнительную трансформацию сопротивлений [14] и тем самым повышать или понижать входное сопротивление ЦС на рис. 3.18,б и 3.19, б относительно R_n или $(R_{вхОБ} + R_{доп})$.

При построении входных ЦС для БТ практически во всем рабочем диапазоне частот, за исключением низких частот ($\omega < 0,3 \omega_1/h_{21\beta 0}$), надо учитывать снижение коэффициента усиления транзистора по мощности с ростом частоты. Поэтому входная ЦС должна не только согласовывать (компенсировать реактивную составляющую) и обеспечивать близкое к резистивному и постоянному входное сопротивление, но и компенсировать снижение усиления транзистора, т. е. выполнять роль цепи коррекции АЧХ электронного прибора.

Относительно входной ЦС биполярный транзистор можно представить тремя последовательно включенными элементами (рис. 3.20,а): $R_{вх\ tr} C_{вх\ tr}$ -цепочка, резистор $r_{вх\ tr}$ и индуктивность $L_{вх\ tr}$. Входная цепь может выполняться следующим образом. Последовательно с базовым выводом транзистора включаются корректирующие элементы: $R_{кор} C_{кор}$ -цепочка с той же постоянной времени, что и у $R_{вх\ tr} C_{вх\ tr}$ -цепочки, резистор $r_{кор}$ и индуктивность $L_{кор}$. Эти элементы включаются с целью изменения соотношений между величинами $R_{вх\ tr}$, $C_{вх\ tr}$, $r_{вх\ tr}$ и $L_{вх\ tr}$ входной эквивалентной схемы самого транзистора, и поэтому в зависимости от требуемой АЧХ генератора практически приходится включать два (и даже один) из трех указанных элементов.

Для создания резистивного частотно-независимого входного сопротивления ЦС $Z_{вх}(\omega) = R_{вх}(\omega) = \text{const}$ во всем диапазоне частот параллельно (см. рис. 3.20,а) подключаются элементы $r_{пар}$, $L_{пар}$, $R_{пар}$ и $C_{пар}$ (сопротивление $R_{пар}$ обычно реализуется за счет потерь в $L_{пар}$). Поэтому предыдущий каскад развивает напряжение $U_{вх}(\omega)$ на резистивном нагрузочном сопротивлении, равном $R_{вх}$ цепи коррекции АЧХ. Элементы цепи коррекции АЧХ ($R_{кор}$, $C_{кор}$, $r_{кор}$ и $L_{кор}$) подбираются таким образом, чтобы через результирующее сопротивление $Z_{вх\ tr}(\omega) + Z_{кор}(\omega)$ при заданном $U_{вх}(\omega) = \text{const}$ протекал ток базы, амплитуда которого нарастала в диапазоне рабочих от ω_n до ω_s примерно обратно пропорциональ-

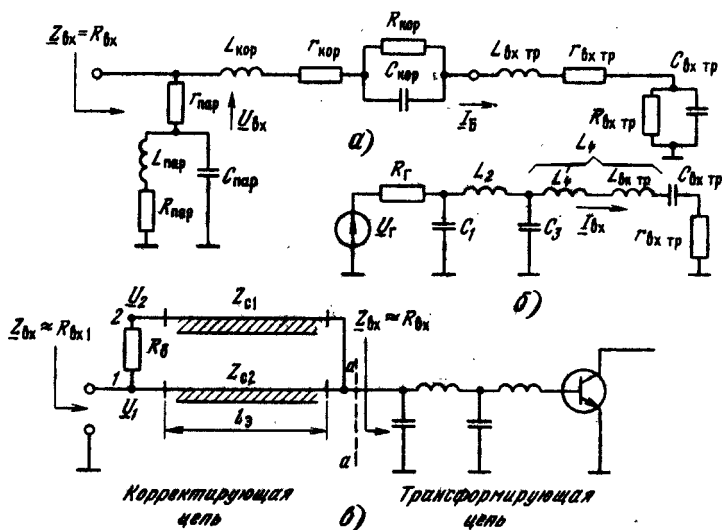


Рис. 3.20. Схемы коррекции АЧХ биполярного транзистора с ОЭ

но снижению коэффициента усиления транзистора по току $h_{21\beta}(\omega)$ и тем самым выравнивала бы АЧХ генератора.

Мощность, которую развивает предыдущий каскад, на входе цепи коррекции определяется как $P_{\text{вх ЦС}}(\omega) = 0,5U_{\text{вх}}^2/R_{\text{вх}} = \text{const}$. При этом на частоте $\omega \rightarrow \omega_{\text{в}}$ большая часть этой мощности (за исключением небольших потерь в резисторах $r_{\text{кор}}$, $R_{\text{кор}}$ и в еще меньшей степени потерь в $r_{\text{пар}}$ и $R_{\text{пар}}$) поступает в транзистор. Наоборот, на частоте $\omega \rightarrow \omega_{\text{н}}$ большая часть этой мощности выделяется в резисторах $r_{\text{пар}}$ и $R_{\text{пар}}$, в меньшей степени — в $r_{\text{кор}}$ и $R_{\text{кор}}$ и только незначительная ее доля поступает в транзистор. Это поясняет рис. 3.21, на котором показана частотная зависимость $K_p = P_1/P_{\text{вх}}$ биполярного транзистора (сплошная линия). Здесь же показана зависимость (кривая 1) коэффициента усиления по мощности генератора, определяемого как $K_{p\text{ген}} = P_1/P_{\text{вх ЦС}}$. Если на верхней частоте $\omega_{\text{в}}$ снижение $K_{p\text{ген}}$ относительно $K_p(\omega_{\text{в}})$ транзистора обычно составляет 1,5...2 раза, то на нижней частоте оно может доходить до 10...20 раз и более, т. е. практически вся мощность $P_{\text{вх ЦС}}$ выделяется в резистивных элементах входной цепи коррекции.

Рассмотренный способ построения цепи коррекции может быть использован для МДП-транзистора. В эквивалентной схеме его входного сопротивления отсутствует $R_{\text{вх тр}}$. Поэтому в цепи коррекции на рис. 3.20,а исключаются резисторы $R_{\text{кор}}$ и $R_{\text{пар}}$. Кроме того, поскольку в МДП-транзисторах при $\omega \rightarrow 0$ коэффициент усиления по мощности $K_p(\omega) \rightarrow \infty$ (см. штриховую линию на рис. 3.21), то на $\omega \rightarrow \omega_{\text{н}}$ может наблюдаться проигрыш в K_p в еще большей степени.

Цепь коррекции АЧХ на рис. 3.20,а выполняют на полосу частот до четырех-пяти октав на частотах до 30...80 МГц для БТ и до 100...200 МГц для МДП-транзисторов. На более высоких частотах и по мере перехода к более мощным транзисторам возникают трудности в практической реализации необходимых величин ее элементов L и C , а также сопротивлений резисторов $r_{\text{кор}}$, $R_{\text{кор}}$, $r_{\text{пар}}$ и $R_{\text{пар}}$, которые должны рассчитываться на значительную рассеиваемую в них мощность. Кроме того, выравнивание коэффициента усиления по диапазону большей частью сопровождается заметным снижением абсолютного значения коэффициента усиления по мощности $K_{p\text{ген}}$ по сравнению с $K_p(\omega_{\text{в}})$ и ввиду низких

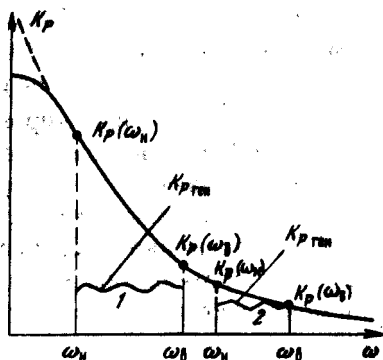


Рис. 3.21. Частотные зависимости K_p биполярных и МДП-транзисторов

значений K_p транзисторов на высоких частотах оказывается недопустимо.

В связи с этим в диапазонах УКВ и особенно СВЧ транзисторные генераторы с полосой до одной-двух октав обычно строят по квадратурной схеме (см. § 3.8), в которой источник возбуждения (предыдущий каскад) эквивалентен генератору U_r с резистивным внутренним сопротивлением $R_r(\omega) = \text{const}$. По входу БТ в схеме с ОЭ или ОБ и МДП-транзистор в схеме с ОИ представляют в виде последовательно включенных элементов $L_{\text{вх тр}}$, $C_{\text{вх тр}}$ и $r_{\text{вх тр}}$, причем их значения рассчитывают или в большинстве случаев находят аппроксимацией экспериментально снятой частотной зависимости $Z_{\text{вх}}(\omega)$ транзистора в рабочем диапазоне частот при заданной номинальной мощности на выходе $P_{\text{ном}}$. Одновременно рассчитывают или экспериментально снимают частотную зависимость коэффициента усиления по мощности $K_p(\omega)$ транзистора и оценивают его снижение в заданном диапазоне частот, которое обычно составляет 3...6 дБ/окт.

Входную цепь коррекции (см. рис. 3.20,б) выполняют по схеме ФНЧ в виде двух или одной (в этом случае на рис. 3.20,б отсутствуют C_1 и L_2) Г-цепочек, причем в индуктивности L_4 учитывается $L_{\text{вх тр}}$. Входная цепь обеспечивает трансформацию $Z_{\text{вх тр}}(\omega)$ в сопротивление R_r только на верхней рабочей частоте ω_n , и поэтому вся мощность от источника возбуждения поступает в транзистор. На частотах $\omega < \omega_n$ из-за рассогласования с генератором на транзистор поступает меньшая мощность, т. е. происходит компенсация роста K_p транзистора по мере снижения рабочей частоты.

Такая цепь коррекции может выполняться на полосу в одну-две октавы, обеспечивать трансформацию низкого входного сопротивления транзистора $r_{\text{вх тр}} = 0,1 \dots 1,0$ Ом до $R_r = 50$ Ом и компенсировать снижение усиления транзистора от 3 до 6 дБ/окт без проигрыша в K_p на частоте $\omega = \omega_n$ (см. кривую 2 на рис. 3.21).

Часто при построении широкодиапазонной входной ЦС разделяют задачи трансформации сопротивлений и коррекции АЧХ. Например, на рис. 3.20,в показана ЦС на полосу, равную октаве ($K_f = 2$). Правая часть ЦС в виде ФНЧ-трансформатора повышает входное сопротивление до $R_{\text{вх2}}$ и одновременно компенсирует реактивную составляющую его входного сопротивления. У ряда современных транзисторов эта часть цепи монтируется внутри корпуса прибора, поэтому транзистор может быть использован только в определенном диапазоне частот. Если трансформация (повышение) входного сопротивления оказывается недостаточной, то в сечении $a - a$ может быть установлен дополнительный трансформатор.

Левая часть ЦС на рис. 3.20,в выравнивает АЧХ транзистора. Принцип ее работы состоит в следующем. Электрическая длина обеих полосковых линий выбирается равной $l_3 = \lambda/2$ при работе на верхней рабочей частоте ω_n . Одновременно волновые сопротивления линий Z_{c1} , Z_{c2} и сопротивление резистора R_6 выбираются определенным образом относительно $R_{вх2}$. В результате на частоте ω_n напряжения \underline{U}_1 и \underline{U}_2 , действующие в точках 1 — 2, оказываются не только в фазе, но и равными по амплитуде. Поэтому ток через R_6 не протекает, в нем не рассеивается мощность и вся мощность от предыдущего каскада попадает в нагрузку $R_{вх2}$. По мере снижения частоты ($\omega < \omega_n$) появляется разность фаз между напряжениями \underline{U}_1 и \underline{U}_2 и через R_6 будет протекать ток и рассеиваться мощность. Следовательно, в $R_{вх2}$ поступит только часть мощности, развиваемой предыдущим каскадом. При работе на частоте ω_n , когда $l_3 = \lambda/4$, напряжения \underline{U}_1 и \underline{U}_2 становятся противофазными, в R_6 рассеивается наибольшая мощность, а в $R_{вх2}$ поступает минимальная мощность. Величина этого минимума согласуется с увеличением коэффициента усиления транзистора по мере снижения частоты с ω_n до ω_n , составляющего 3...6 дБ/окт.

Важно, что корректирующая цепь на рис. 3.20,в позволяет также реализовывать максимально возможный коэффициент усиления транзистора на верхней рабочей частоте.

3.5. ЦЕПИ ПИТАНИЯ ГЕНЕРАТОРОВ ПО ПОСТОЯННОМУ ТОКУ

Рассмотрим особенности построения цепей питания вначале на примере ламповых, а затем транзисторных генераторов. На рис. 3.22 показаны два варианта построения цепей по постоянному току и по ВЧ на входе и выходе. Индуктивности блокировочных дросселей и емкости разделительных и блокировочных конденсаторов должны удовлетворять следующим требованиям:

для входной цепи

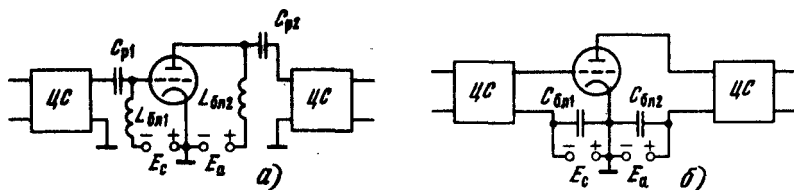


Рис. 3.22. Схемы питания по постоянному току:

а — параллельная; б — последовательная

$$1/\omega C_{p1} \ll |Z_{вх}(\omega)|; \omega L_{бл1} \gg |Z_{вх}(\omega)|; 1/\omega C_{бл1} \ll |Z_{вх}(\omega)|; \quad (3.12)$$

для выходной цепи

$$\omega L_{бл2} \gg |Z_{экв}(\omega)|; 1/\omega C_{p2} \ll |Z_{экв}(\omega)|; 1/\omega C_{бл2} \ll |Z_{экв}(\omega)|. \quad (3.13)$$

Кроме того, в схеме на рис. 3.22,б ЦС должны создавать малое (близкое к нулевому) сопротивление по постоянному току. При этих условиях от источника ВЧ сигнал полностью без потерь поступает на сетку лампы, а с анода лампы — в нагрузку. Через блокировочные дроссели проходят только постоянные составляющие токов сетки и анода.

В схемах на рис. 3.22 три ее элемента — лампа, нагрузка (или источник ВЧ сигнала), источник питания (или смещения) — включены либо параллельно, либо последовательно. В зависимости от способа включения различают схемы параллельного (рис. 3.22,а) или последовательного (рис. 3.22,б) питания по входу и выходу.

На рис. 3.23 представлена схема генератора на тетроре с параллельным питанием по входу и выходу. Входные и выходные цепи по ВЧ представлены в виде простейших LC-контуров с индуктивными связями с источником возбуждения и нагрузкой.

В анодной цепи дроссель $L_{бл3}$ включен параллельно контурной индуктивности L_a . Чтобы он незначительно расстраивал $L_a C_a$ -контур и через него протекала малая часть (менее 3...5 %) контурного тока, индуктивность $L_{бл3}$ выбирается в 20...30 раз больше L_a , т. е.

$$L_{бл3} > (20...30)L_a. \quad (3.14a)$$

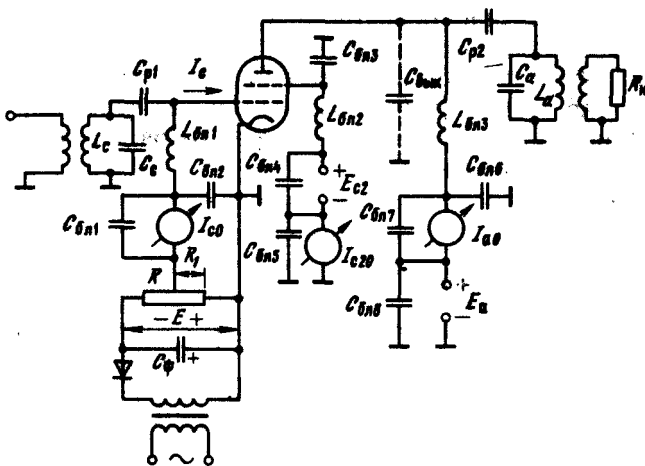


Рис. 3.23. Схема генератора на тетроре с параллельным питанием цепей сетки и анода

Однако, если добротность нагруженного анодного контура $Q_n = R_{экв} \sqrt{L_a / C_a}$ оказывается выше 10...20, контурный ток в элементах L_a и C_a будет в 10...20 раз больше первой гармоники анодного тока и при выборе индуктивности дросселя $L_{блз}$ согласно (3.14а) переменная составляющая тока дросселя становится соизмеримой с первой гармоникой тока анода. В этом случае накладываются более жесткие ограничения на индуктивность дросселя $L_{блз}$:

$$\omega L_{блз} > (20 \dots 30) R_{экв}. \quad (3.14б)$$

При этом условии переменный ток в $L_{блз}$ будет составлять менее 3...5 % первой гармоники анодного тока.

В (3.14) и далее в (3.15) — (3.22) ω — низшая несущая (средняя) частота передатчика.

Чтобы переменная составляющая тока дросселя замыкалась на корпус, ставят дополнительно блокировочный конденсатор $C_{блб}$ и, кроме того, шунтируют измерительный прибор и источник питания блокировочными конденсаторами $C_{бл7}$ и $C_{бл8}$. Дроссель $L_{блз}$ и конденсаторы $C_{блб}$ и $C_{бл8}$ образуют Г-звено ФНЧ, которое обеспечивает замыкание переменных токов всех гармоник в пределах схемы одного каскада ГВВ и устраняет паразитные связи каскадов через общие цепи питания.

Емкость конденсатора $C_{блб}$ (или конденсаторов $C_{блб}$ и $C_{бл8}$) надо выбирать так, чтобы их сопротивление было в 10...20 раз меньше внутреннего сопротивления источника питания $Z_{ист}(\omega)$. Практически задаются сопротивлением емкости в 50...200 раз меньше сопротивления дросселя $L_{блз}$:

$$1/\omega C_{блб} \leq (0,005 \dots 0,02) \omega L_{блз}. \quad (3.15)$$

Разделительный конденсатор $C_{р2}$ предотвращает замыкание анодного питания на корпус через катушку индуктивности L_a . Одновременно для переменной составляющей анодного тока сопротивление конденсатора должно быть мало. Его величина выбирается из условия, чтобы падение напряжения переменной составляющей на нем составило не более 0,5...1 % от падения напряжения на нагрузке $R_{экв}$, т. е.

$$1/\omega C_{р2} \leq (0,005 \dots 0,01) R_{экв}. \quad (3.16)$$

Блокировочные элементы цепи первой сетки по аналогии с анодной выбирают с помощью следующих соотношений: индуктивность дросселя

$$L_{бл1} > (20 \dots 30) L_c, \quad (3.17а)$$

а если добротность нагруженного $L_c C_c$ -контура выше 10...20 — то из более жесткого условия

$$\omega L_{бл1} \geq (20 \dots 100) / |Y_{вх}|; \quad (3.17б)$$

емкости разделительного и блокировочного конденсаторов

$$\omega C_{p1} \geq (20 \dots 100) / |Y_{вх}|; 1/\omega C_{бл2} \leq (0,005 \dots 0,02) \omega L_{бл1}. \quad (3.18)$$

В (3.17) и (3.18) $Y_{вх} = G_{вх} + jB_{вх}$ — входная проводимость лампы; $G_{вх} = I_{с1}/U_c$ и $B_{вх} = \omega C_{вх}$ — ее резистивная (для схемы с ОК) и реактивная составляющие соответственно. При выполнении (3.17) и (3.18) на блокировочном и разделительном конденсаторах падает 1...5 % напряжения $U_{вх}$, а через блокировочный дроссель $L_{бл1}$ протекает 1...5 % входного тока.

Основным преимуществом схемы параллельного питания является то, что контурные катушки индуктивности и конденсаторы не находятся под напряжением анодного питания или напряжением смещения. В более общем виде высокочастотные элементы цепей связи оказываются изолированы от цепей питания и смещения. Одним из недостатков является то, что входной и анодный LC-контур шунтируются паразитными емкостями блокировочных дросселей и емкостями обкладок разделительных конденсаторов на корпус. Эти емкости уменьшают волновое сопротивление контура и увеличивают в нем потери. Кроме того, в схемах параллельного питания требуются блокировочные дроссели с заметно большей индуктивностью. В частности, при работе лампы без тока управляющей сетки на низких частотах, когда $G_{вх} \rightarrow 0$, $B_{вх} = \omega C_{вх} \rightarrow 0$, согласно (3.176) потребуется $L_{бл1} \rightarrow \infty$.

На рис. 3.24 показана схема последовательного питания в цепи сетки и анода. Во входной цепи источник смещения, $L_c C_c$ -контур и вход (сетка—катод) лампы, а в выходной цепи источник анодного питания, $L_a C_a$ -контур и выход (анод—катод) лампы включены относительно друг друга последовательно.

Потребуем, чтобы сопротивление блокировочного конденсатора $C_{блб}$ в анодной цепи на частоте первой гармоники было в 20...100 раз меньше резонансного сопротивления контура $Z_{экр}(\omega) = R_{экр}$. Кроме того, поскольку параллельно контурному конденсатору C_a присоединена цепочка из последовательно включенных $C_{вых}$ и $C_{блб}$, потребуем также, чтобы напряжение на $C_{блб}$ составляло не более 1...2 % значения U_a . Эти требования позволяют записать следующие расчетные формулы:

$$1/\omega C_{блб} \leq (0,01 \dots 0,05) R_{экр}, C_{блб} \geq (50 \dots 100) C_{вых}. \quad (3.19)$$

Для уменьшения паразитной связи через цепи питания включают дополнительно блокировочный дроссель $L_{бл3}$ (см. рис. 3.24).

Индуктивность дросселя $L_{бл3}$ надо выбирать так, чтобы его сопротивление по ВЧ было в 10...20 раз больше внутреннего сопротивления источника питания $Z_{ист}(\omega)$. Поскольку $Z_{ист}(\omega)$ трудно рассчитать и практически измерить, сопротивление дросселя $L_{бл3}$ выбирают много

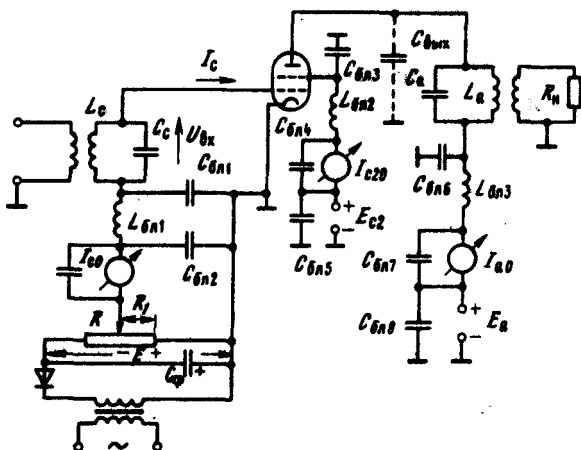


Рис. 3.24. Схема генератора на тетроде с последовательным питанием цепей сетки и анода

большим нагрузочного сопротивления $R_{\text{экв}}$ или сопротивления блокировочного конденсатора:

$$\omega L_{\text{бл}3} \geq (10 \dots 50) / \omega C_{\text{бл}6}. \quad (3.20)$$

Блокировочные конденсаторы $C_{\text{бл}1}$ и $C_{\text{бл}8}$ (последний непосредственно шунтирует источник анодного питания и дроссель $L_{\text{бл}3}$) образуют П-звено ФНЧ и, как в схеме параллельного питания на рис. 3.23, обеспечивают замыкания переменных составляющих всех гармоник анодного тока в пределах одного каскада, т. е. тем самым устраняют паразитные связи между каскадами по цепям питания.

В сеточной цепи значения элементов $C_{\text{бл}1}$ и $L_{\text{бл}1}$ выбираются так же, как в анодной, по формулам (3.19) и (3.20), в которые вместо $R_{\text{экв}}$ подставляют $1/|Y_{\text{вх}}|$, а вместо $C_{\text{вх}}$ — соответственно $C_{\text{вх}}$.

Основное преимущество схемы последовательного питания состоит в том, что блокировочные дроссели не шунтируют LC-контур и их паразитная емкость не уменьшает волновое сопротивление контура и не увеличивает потери в нем. При тех же допусках на падения ВЧ напряжения и отвлечение переменных токов на блокировочных элементах индуктивность блокировочных дросселей в схеме последовательного питания существенно меньше, чем в схеме параллельного питания. Кроме того, $L_{\text{бл}}$ совместно с двумя блокировочными конденсаторами образует трехзвенный ФНЧ (П-цепочку), а не Г-цепочку, как в схеме параллельного питания, и, следовательно, обеспечивается лучшая развязка по цепям питания.

Главный недостаток последовательной схемы состоит в том, что контурные катушки и конденсаторы находятся под напряжением питания или смещения. Это существенно в ламповых генераторах и особенно в анодной цепи, где напряжение E_a велико. Здесь особенно трудно изолировать катушку индуктивности и конденсатор (особенно перестраиваемые) от корпуса и удовлетворить требованиям техники безопасности. Кроме того, ВЧ элементы ЦС должны обеспечивать подачу напряжений питания и смещения на ЭП и прохождение постоянных составляющих токов, что может вызвать трудности в практической реализации, особенно в диапазоне СВЧ.

Рассмотрим особенности подачи смещения на управляющую сетку. Необходимое напряжение смещения может быть внешним (от химического источника, выпрямителя), либо автоматическим (от постоянных составляющих сеточного и катодного токов), либо комбинированным. В ламповых генераторах применяется главным образом внешнее или комбинированное смещение, чтобы при отсутствии возбуждения ($U_c = 0$) в лампе протекали относительно малые сеточные и анодный токи и рассеивалась незначительная мощность.

При непосредственном питании цепи сетки от отдельного выпрямителя из-за встречного включения выпрямительного диода и эквивалентного диода, образованного сеткой — катодом лампы (см. рис. 3.23 и 3.24), не будет пути для постоянной составляющей сеточного тока. Поэтому к выпрямителю подключают дополнительный резистор. Практически включают потенциометр R_1 , что позволяет регулировать напряжение сеточного смещения E_c (см. рис. 3.23 и 3.24) и получать от одного выпрямителя напряжения смещения для нескольких ламп.

Значение смещения, действующего на сетке, определяется из выражения

$$E_c = -\frac{R_1}{R}E - \frac{R_1(R - R_1)}{R_1 + (R - R_1)}I_{c0} = \frac{R_1}{R}[E + (R - R_1)I_{c0}]. \quad (3.21)$$

Согласно (3.21) помимо внешнего смещения $(R_1/R)E$ имеется автосмещение $(R_1/R)(R - R_1)I_{c0}$ от постоянной составляющей сеточного тока I_{c0} . Чтобы автосмещение, зависящее от режима работы анодной цепи лампы, было незначительно, необходимо сопротивление потенциометра выбирать из условия $R < (0,05 \dots 0,1)E_c/I_{c0}$. В тетрадах режим работы может выбираться без тока управляющей сетки. В этом случае надо учитывать термоток, который в мощных лампах может составлять миллиамперы. Чтобы он мало сказывался на режиме работы лампы, в расчетное соотношение для R следует подставлять значение термотока.

В генераторах на тетрадах для развязки входной и анодной цепей по ВЧ вторую сетку соединяют с корпусом блокировочным конденсатором $C_{блз}$ (см. рис. 3.23 и 3.24). Емкость конденсатора выбирается из условия, чтобы переменная составляющая на нем U_{c2} была в 50...100 раз меньше

напряжения питания E_{c2} . Переменное напряжение U_{c2} создается от протекания первой гармоники тока экранирующей сетки I_{c21} и напряжения U_a через паразитную емкость анода — экранирующая сетка C_{ac2} . В то же время влияние на U_{c2} входного напряжения U_c через паразитную емкость между управляющей и экранирующей сетками C_{c2c1} обычно в 10...20 раз меньше, чем от U_a , и с ним можно не считаться. Отсюда получаем соотношения для емкости $C_{бл3}$:

$$I_{c21}/\omega C_{бл3} < (0,01...0,02)E_{c2}; \quad (3.22)$$

$$C_{бл3} > (50...100)C_{ac2}U_a/E_{c2}.$$

Одновременно результирующая индуктивность выводов блокировочного конденсатора, сетки лампы и монтажа $L_{выв\Sigma}$ должна быть достаточно малой, чтобы $\omega L_{выв\Sigma} < (0,05...0,1)/\omega C_{бл3}$. Блокировочный дроссель $L_{бл2}$ включают с той же целью, что и в анодной цепи в схеме последовательного питания. Индуктивность $L_{бл2}$ выбирают из условия $\omega L_{бл2} > (10...50)/\omega C_{бл3}$.

Для питания вторых (экранирующей) сеток мощных генераторных ламп напряжение E_{c2} подается от отдельного выпрямителя либо от источника анодного питания предыдущего, менее мощного каскада (см. рис. 3.23 и 3.24). Часто вместо $L_{бл2}$ или последовательно с ним включают резистор R_{c2} , который ценой некоторых потерь мощности постоянного тока $I_{c20}^2 R_{c2}$ обеспечивает защиту экранирующей сетки от перегрузки при возрастании ее тока, т. е. применяют комбинированное (внешнее и автоматическое) смещение.

Мощные генераторные лампы прямого канала. В современных передатчиках цепи накала ламп питаются от сети переменного тока частотой 50 Гц. Простейшая схема, изображенная на рис. 3.25,а, имеет тот недостаток, что потенциал сетки меняется относительно среднего потенциала катода с частотой 50 Гц, что приводит к паразитной амплитудной модуляции анодного тока лампы, называемой *фоном*. Действительно, напряжение между левыми выводами сетки и катода

$$u_{ск}^{(1)}(t) = E_c + U_c \cos \omega t,$$

а между правыми

$$u_{ск}^{(2)}(t) = E_c + U_c \cos \omega t + U_{нак} \cos 2\pi 50 t.$$

Устранить фон с частотой 50 Гц удастся в схемах на рис. 3.25,б,в, где заземляется средняя точка вторичной обмотки накального трансформатора или специально создается средняя точка включением сопротивления R . В этом случае

$$u_{ск}^{(1)}(t) = E_c + U_c \cos \omega t + 0,5 U_{нак} \cos 2\pi 50 t,$$

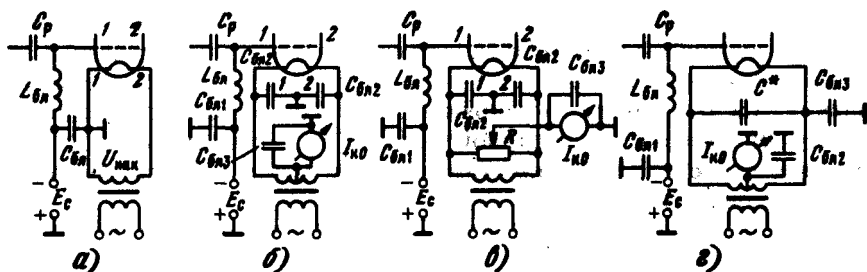


Рис. 3.25. Схемы питания цепи накала лампы с переменным током

$$u_{\text{сх}}^{(22)}(t) = E_c + U_c \cos \omega t - 0,5 U_{\text{нак}} \cos 2\pi 50 t.$$

На сопротивлении R расходуется мощность $P_R = 0,5 U_{\text{нак}}^2 / R + 0,25 I_{\text{к0}}^2 R$, где $U_{\text{нак}}$ — амплитудное значение напряжения накала; $I_{\text{к0}}$ — постоянная составляющая катодного тока. Минимальное значение мощности, рассеиваемой на R ,

$$P_{R \text{ min}} = U_{\text{нак}}^2 / R = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{\text{нак}} I_{\text{к0}} \quad \text{при } R = \sqrt{2} U_{\text{нак}} / I_{\text{к0}}.$$

При этом дополнительное напряжение автоматического смещения на потенциометре R составляет

$$E_{\text{с доп}} = 0,25 I_{\text{к0}} R = \frac{1}{2\sqrt{2}} U_{\text{нак}}.$$

В схеме на рис. 3.25,б из-за неточности определения средней точки (асимметрии обмотки накального трансформатора) фон может быть полностью не устранен. В схеме на рис. 3.25,в подстройкой потенциометра R можно по прибору, измеряющему фон, добиться его минимума. Именно эта схема применяется в радиовещательных передатчиках. Недостатком ее являются потери мощности постоянного тока на потенциометре R .

В схеме на рис. 3.25,б,в два блокировочных конденсатора $C_{\text{бн}2}$ в цепи накала пропускают переменную составляющую катодного тока, протекающего через оба его вывода на корпус. Величина их емкости выбирается исходя из того, что по ВЧ они включены параллельно и их сопротивление должно быть в 20...100 раз меньше $R_{\text{экв}}$ и $1/|Y_{\text{вх}}|$ лампы.

В лампах мощностью более 100 кВт катоды выполняют цилиндрической сетчатой (чулочной) конструкции. При этом один из его выводов кольцевой формы имеет существенно меньшую паразитную индуктивность по сравнению с другим, имеющим стержневую либо тоже кольцевую форму, но значительно меньшего диаметра. В генераторе по схеме

с ОК первый вывод соединяется с корпусом через блокировочный конденсатор (см. рис. 3.25,з). Емкость блокировочного конденсатора выбирается $C_{\text{блз}} \approx (100 \dots 200) C_{\text{вых}}$, а индуктивность его выводов должна быть минимальна. Между выводами катода для некоторого выравнивания потенциалов и них по радиочастоте ставится вспомогательный конденсатор $C^* \approx 10 C_{\text{вых}}$.

В мощных генераторах помимо фона с частотой 50 Гц возникает еще фон с частотой 100 Гц. Он связан с тем, что переменное поле около катода, обусловленное током накала, достигает значения, при котором заметно искривляются траектории движения электронов. Это вызывает пульсации анодного тока с частотой в 2 раза больше 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. 3.26). На рисунке приведена также векторная диаграмма, поясняющая, как из трех сдвинутых на 120° напряжений \underline{U}_{AB} , \underline{U}_{BC} , \underline{U}_{CA} на первичных обмотках накальных трансформаторов создаются два напряжения \underline{U}_1 и \underline{U}_2 , сдвинутые относительно друг друга на 90° . Поскольку $|\underline{U}_2| = 0,866|\underline{U}_1|$, коэффициенты трансформации накальных трансформаторов должны быть разными.

В холодном состоянии омическое сопротивление нити накала (катода) лампы примерно в 10 раз меньше номинального. Поэтому в момент включения будет наблюдаться бросок тока. Поскольку в мощных лампах $I_{\text{нак ном}} = 300 \dots 1000$ А, то в начальный момент под действием тока 3000...10 000 А хрупкие вольфрамовые нити накала (катода) подвергаются большому механическому ударным нагрузкам. Чтобы избежать этого, напряжение накала постепенно повышают до номинального плавно или небольшими скачками.

После разогрева катода сначала подается запирающее смещение на управляющую сетку, далее — анодное напряжение, затем в случае тетродов — напряжение на экранную сетку и только потом — ВЧ возбуждение на управляющую сетку. В мощных каскадах для обеспечения

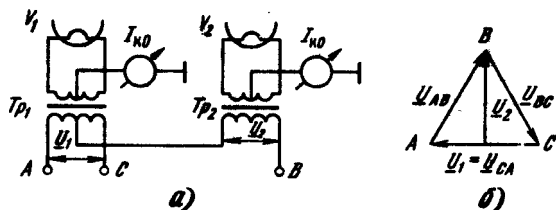


Рис. 3.26. Питание накала двух ламп по схеме Скотта (а) и векторная диаграмма (б)

имели очень большое реактивное сопротивление. Достаточно, чтобы $\omega L_{\text{бл}2} > (5 \dots 10) / \underline{Y}_{\text{вх}}$. Блокировочные конденсаторы $C_{\text{бл}3}$ вместе с дросселями $L_{\text{бл}2}$ образуют Г-образные фильтры и дополнительно уменьшают паразитную связь между каскадами через цепи накала. Два разделительных конденсатора $C_{\text{р}1}$ обеспечивают симметричную подачу переменного напряжения на оба вывода катода.

По постоянному току обе сетки изолированы, и на них подаются соответственно отрицательное смещение E_c и напряжение питания E_{c2} . Чтобы не было обратной связи через блокировочные конденсаторы, емкость конденсатора $C_{\text{бл}2}$ выбирают из условия $\omega C_{\text{бл}2} > > (100 \dots 200) \underline{Y}_{\text{вх}}$, а конденсатора $C_{\text{бл}5}$ определяют по (3.22), как для схемы с ОК. Для снижения индуктивности выводов в цепях сеток при конструировании лампы ее сеточные выводы делают кольцевыми. Одновременно применяют один или несколько параллельно включаемых блокировочных конденсаторов $C_{\text{бл}2}$ и $C_{\text{бл}5}$ специальной конструкции, обеспечивающей наименьшие индуктивности выводов. Индуктивность дросселя $L_{\text{бл}1}$ определяют по (3.20), в которую подставляют значение емкости $C_{\text{бл}2}$.

В мощных триодах управляющую сетку (или экранную сетку в мощных тетрадах) соединяют непосредственно с корпусом как по переменному, так и по постоянному току. Это уменьшает индуктивность общего вывода и снижает действие обратной связи. На рис. 3.27,б показана схема ГВВ на тетраде с чулочным катодом по схеме с ОС и непосредственным соединением экранной сетки с корпусом. В цепь катода включены источник смещения для управляющей сетки и источник питания для экранной сетки. Выпрямитель напряжения смещения E_a изолирован от корпуса обоими выводами. Выпрямитель питания E_{c2} рассчитывается на ток $I_{a0} + I_{c20}$ и соединен с корпусом положительным выводом. Поэтому он также не может быть использован для питания ламп в других каскадах. Источник анодного питания рассчитывается на напряжение $E_a^* = E_{a \text{ ном}} - E_{c2}$ меньшее, чем $E_{a \text{ ном}}$.

На рис. 3.27 колебательные системы во входной (катодной) и выходной цепях показаны в виде П-образных контуров, схемы питания — параллельные. Расчет блокировочных элементов ведется по тем же формулам, что и для схемы с ОК, только для цепи катода надо в формулы подставлять сравнительно низкую входную проводимость лампы в схеме с ОС, которую во многих случаях можно считать чисто резистивной: $\underline{Y}_{\text{вх}} \approx G_{\text{вх}} = (I_{a1} + I_{c1} + I_{c21}) / U_c$.

Для контроля режима работы лампового генератора и настройки его колебательной системы включают измерительные приборы. Поскольку из-за сложной формы анодного $i_a(\omega)$ и сеточного $i_c(\omega)$ токов непосредственное измерение первых гармоник I_{a1} , I_{c1} невозможно, то ограничиваются измерением постоянных составляющих катодного (анодного) и

сеточного тока, а также токов второй сетки, так как указанные приборы можно включать в местах с наименьшим потенциалом по постоянному и переменному токам относительно корпуса. Это более безопасно при обслуживании, предохраняет приборы от воздействия ВЧ токов и исключает шунтирование контуров генератора паразитными емкостями приборов.

Такие требования легче выполняются при измерении постоянной составляющей катодного тока, чем анодного. В этом случае измеряющий прибор, включается в среднюю точку накального трансформатора (см. рис. 3.25 — 3.27). Благодаря сравнительно невысоким напряжениям достаточно просто контролируется постоянная составляющая сеточного тока (см. рис. 3.23, 3.24 и 3.27). Для контроля постоянной составляющей тока второй сетки прибор, измеряющий I_{c20} , включают в провод, идущий от положительного полюса источника питания (см. рис. 3.24), либо между отрицательным полюсом и корпусом (см. рис. 3.23). В первом случае прибор, измеряющий I_{c20} , находится под высоким постоянным напряжением E_{c2} , 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_a может достигать значений 10...12 кВ. Поэтому в мощных выходных каскадах не ставят приборы для контроля I_{a0} , а измерение токов I_{k0} , I_{c0} , I_{c20} позволяет настраивать ламповый генератор на заданный режим и полностью контролировать его работу.

Цепи питания транзисторных генераторов существенно проще, чем ламповых. Во-первых, для транзисторов требуется один (иногда два) источник питания. Во-вторых, в многокаскадных передатчиках питание может осуществляться от одного источника (или небольшого числа), напряжение которого определяется типом транзистора оконечного каскада и режимом его работы. При этом напряжение питания транзисторов предоконечного и маломощных предварительных каскадов подается либо непосредственно от данного же источника, либо через гасящие сопротивления. В-третьих, благодаря правым статическим характеристикам БТ и МДП-транзисторов достаточно обеспечить нулевое смещение между базой и эмиттером или затвором и истоком, чтобы при отсутствии ВЧ возбуждения транзистор был закрыт и постоянные составляющие токов были равны нулю, а при подаче возбуждения обеспечивался угол отсечки коллекторного (стокового) тока, близкий к оптимальному 90° .

Цепи питания в предварительных маломощных каскадах выполняются так же, как в обычных малосигнальных усилителях, и поэтому их построение не рассматривается. В относительно мощных каскадах применяются БТ и МДП-транзисторы, у которых с целью уменьшения индуктивности общего вывода по ВЧ этот вывод либо непосредственно

соединен с корпусом, либо его соединяют с корпусом прибора и всего устройства.

В коллекторных (стоковых) цепях применяют схему как последовательного, так и параллельного питания, поскольку при низких нагрузочных сопротивлениях влияние паразитных емкостей блокировочных дросселей оказывается незначительным. Примеры схем параллельного питания показаны на рис. 3.4, 3.8, 3.13 и 3.16,а, последовательного — на рис. 3.16,б. В частности, в схеме на рис. 3.4,в, в которой П-контур образован двумя Г-цепочками, содержащими индуктивности L'_2 и L''_2 , в точке их соединения оказывается минимальное ВЧ напряжение $U^*_{0} = U_n \sqrt{R_0/R_n} = U_k \sqrt{R_0/R_{экв}}$. Поэтому блокировочную индуктивность $L_{бп}$ следует подбирать в данную (или близкую к ней) точку.

На рис. 3.28 показаны схемы цепей питания, обеспечивающие отпирающее напряжение на эмиттерном переходе БТ и на затворе мощных МДП-транзисторов. В БТ при включении с ОЭ (рис. 3.28,а) необходимое смещение подается от источника коллекторного питания через делитель R_1R_2 с учетом автосмещения на резисторе $R_{авт} = R_1R_2/(R_1 + R_2)$ от постоянной составляющей тока базы $I_{Б0}$. При включении с ОБ (рис. 3.28,б) для этого требуется дополнительный источник другой полярности. Сопротивление резистора R_1 выбирается из условия получения заданной постоянной составляющей тока эмиттера (коллектора): $R_1 = E_{н2}/I_{Э0} \approx E_{н2}/I_{К0}$.

Ввиду большого сопротивления резисторов R_1, R_2 и низкого входного сопротивления транзистора блокировочный дроссель $L_{бп1}$ обычно не ставится. Резистор R_3 включается для снижения напряжения на коллекторе (например, при питании предоконечного каскада от более высоковольтного источника окончательного каскада). При значительном сопротивлении R_3 блокировочный дроссель $L_{бп2}$ может быть исключен. Цепь питания МДП-транзистора, включенного по схеме с ОИ (рис. 3.28, в), строится так же, как для БТ с ОЭ (см. рис. 3.28,а), с учетом, что постоянная составляющая тока затвора отсутствует и на делителе

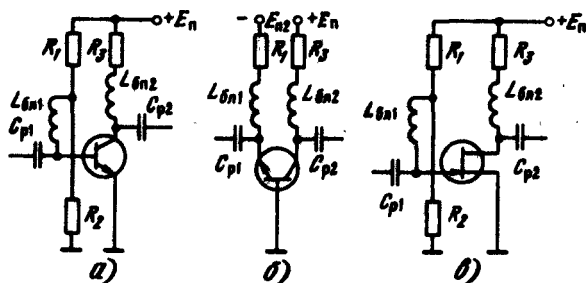


Рис. 3.28. Схемы питания биполярных и МДП-транзисторов с общим выводом на корпус

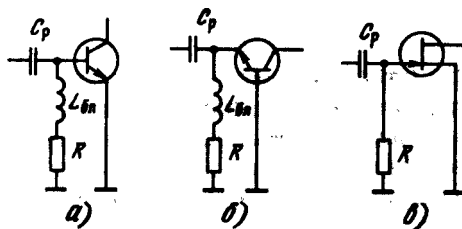


Рис. 3.29. Схемы питания биполярных транзисторов с запирающим автосмещением и МДП-транзисторов с нулевым напряжением смещения

не будет дополнительного автосмещения. На рис. 3.29 а и б показаны соответственно цепи питания биполярных и МДП-транзисторов, обеспечивающих запирающее или нулевое напряжение смещения на эмиттерном переходе или затворе. В БТ запирающее автосмещение обеспечивается на резисторе R от постоянной составляющей тока базы $E_{БЭ} = RI_{БЭ}$ в схеме с ОЭ или тока эмиттера $E_{ЭБ} = RI_{ЭБ}$ в схеме с ОБ. При $R > 0$ блокировочный дроссель часто не ставится. Нулевое смещение обеспечивается при $R = 0$. Ввиду правых характеристик ($E_{отс} > 0$) в МДП-транзисторах обычно не возникает необходимости в запирающем смещении. Поскольку постоянная составляющая тока затвора отсутствует, нулевое смещение обеспечивается включением резистора R (см. рис. 3.29, в). Сопротивление резистора R выбирается из условия малого шунтирования по ВЧ: $R > (10...20)|Z_{вх}|$, где $Z_{вх}$ входное сопротивление транзистора.

3.6. ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ ВКЛЮЧЕНИЕ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРОВ

Для повышения мощности ГВВ включают несколько ламп или транзисторов параллельно. Рассмотрим сначала особенности построения ламповых генераторов.

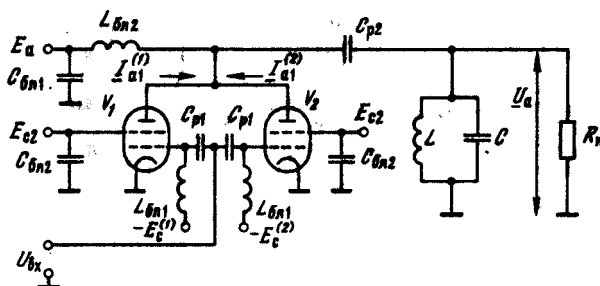


Рис. 3.30. Схема параллельного включения тетродов по схеме с ОК

На рис. 3.30 показана схема параллельного включения двух ламп. Одноименные электроды ламп для токов ВЧ соединены попарно. По постоянной составляющей сетки ламп разделены для того, чтобы можно было производить индивидуальный подбор режима работы каждой лампы (из-за разброса их параметров).

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

$$U_a = (I_{a1}^{(1)} + I_{a1}^{(2)})R_n$$

Кажущееся сопротивление нагрузки для каждой из ламп

$$Z_{э\text{кв}}^{(1)} = U_a / I_{a1}^{(1)} = R_n (1 + I_{a1}^{(2)} / I_{a1}^{(1)});$$

$$Z_{э\text{кв}}^{(2)} = U_a / I_{a1}^{(2)} = R_n (1 + I_{a1}^{(1)} / I_{a1}^{(2)}). \quad (3.23)$$

Из этих выражений следует, что сопротивления $Z_{э\text{кв}}$ зависят не только от сопротивления нагрузки R_n , но также от отношения токов, протекающих в анодных цепях ламп. Если токи равны, кажущиеся сопротивления нагрузки для каждой из ламп будут равны и резистивны:

$$Z_{э\text{кв}}^{(1)} = Z_{э\text{кв}}^{(2)} = 2R_n.$$

В случае, если одна из ламп закрыта, для другой сопротивление $Z_{э\text{кв}} = R_n$. Когда токи в анодных цепях ламп не точно равны и не синфазны, лампы будут нагружены на различные комплексные сопротивления даже при настроенном контуре. Поэтому при отсутствии симметрии лампы будут работать в невыгодном для них режиме, отдавать пониженную против номинальной мощность и иметь пониженный КПД. В результате ожидаемого выигрыша в мощности, пропорционального числу ламп, не получится. Таким образом, при параллельно включенных лампах необходимы строгая синфазность и равенство анодных токов. Для достижения этого требования лампы и блокировочные элементы должны иметь одинаковые параметры, а также одинаковую конструкцию, обеспечивающую одинаковые длины проводников, подводящих напряжение возбуждения к сеткам ламп и соединяющих аноды с контуром, и одинаковые паразитные емкости относительно корпуса. Кроме того, необходимы подбор и поддержание во время эксплуатации одинакового режима работы ламп.

Следует отметить, что при параллельном включении ламп повышается вероятность возникновения неисправностей, поскольку число ламп и других элементов возрастает, а также увеличивается вероятность возникновения паразитных колебаний (подробнее см. гл. 5). Перечисленные недостатки ограничивают число параллельно включаемых ламп двумя-тремя.

Перед рассмотрением особенностей параллельного включения транзисторов нужно отметить, что современный мощный генераторный транзистор представляет собой параллельное включение внутри корпуса до 100...1000 и более элементарных транзисторов.

Для транзисторов характерен значительно больший разброс их параметров. Поэтому при параллельном включении в ряде случаев либо непосредственно подбирают транзисторы по параметрам, либо применяют различные схемные решения, которые обеспечивают лучшую симметрию их работы. Кроме того, при параллельном включении в соответствующее число раз снижаются и так столь низкие входное и нагрузочное сопротивления, что резко усложняет задачу трансформации сопротивлений.

На рис. 3.31 показан генератор на двух параллельно включенных БТ по схеме с ОБ и резонансной нагрузкой. Разделение LC -элементов во входных и выходных цепях связи и цепи коллекторного питания позволяет:

более легко обеспечить симметрию монтажа схемы;

подстроить коллекторную цепь каждого из них (скомпенсировать разброс коллекторных емкостей) и выравнять режимы работы транзисторов, отдельно контролируя их постоянные составляющие токов $I_{К0}$ вплоть до индивидуальной подстройки цепей связи каждого из них;

увеличить входные и нагрузочные сопротивления.

В схеме на рис. 3.31 равенство входных эмиттерных токов $I_3^{(1)} = I_3^{(2)}$ достигается при достаточно больших и одинаковых индуктивностях L_2 , когда их сопротивления оказываются много больше входных сопротивлений транзисторов ($\omega L_2 \gg |Z_{вх}|$). Поскольку коэффициент усиления по току в схеме с ОБ $h_{216}(\omega) \approx 1$, то одновременно обеспечивается равенство амплитуд коллекторных токов обоих транзисторов: $I_K^{(1)} = I_K^{(2)}$.

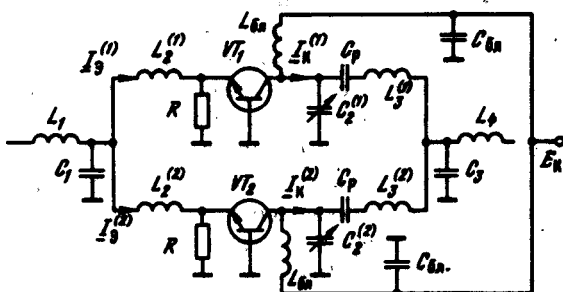


Рис. 3.31. Схема параллельного включения биполярных транзисторов по схеме с ОБ

Ввиду взаимного влияния, сложности в настройке, положительного температурного коэффициента для токов (с ростом температуры токи возрастают) и, как следствие этого, снижения надежности параллельное включение БТ в настоящее время используется сравнительно редко, причем не более двух-трех транзисторов. В этом отношении значительно лучше полевые МДП-транзисторы, так как благодаря отрицательному температурному коэффициенту для токов для них менее опасны разброс их параметров и несимметрия в схеме. В ключевом режиме на относительно низких частотах разброс параметров МДП-транзисторов почти не сказывается, что позволяет включать параллельно до 10... 20 приборов.

3.7. ДВУХТАКТНЫЕ ГЕНЕРАТОРЫ

Переход к двухтактным схемам включения ЭП обычно связан не столько с целью повышения уровня мощности (теоретически в 2 раза), сколько с улучшением ряда других характеристик. Во-первых, в двухтактных генераторах при тех же режимах работы ЭП можно существенно снизить уровень высших гармоник в нагрузке. Во-вторых, в ряде схем удастся ослабить требования к блокировочным элементам, а также за счет поочередности работы ЭП линеаризовать результирующее входное сопротивление — нагрузку для предыдущего каскада. Наконец, переход к двухтактным схемам позволяет реализовать новые режимы работы ЭП (точнее работу с эппорами токов и напряжений в анодной, коллекторной и стоковой цепях, которые невозможно реализовать в однотоковых схемах).

На рис. 3.32,а представлена схема двухтактного включения ламп. Напряжения на сетки ламп подаются со сдвигом по фазе на 180° . При

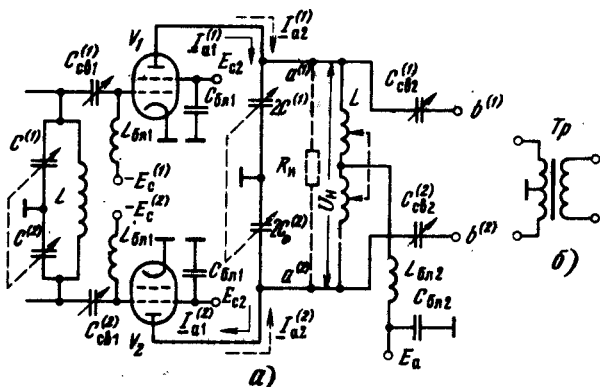


Рис. 3.32. Схема двухтактного включения тетродов по схеме с ОК

противофазном возбуждении лампы ток первой гармоники $I_{a1}^{(1)}$ первой лампы протекает от анода к катоду, а ток $I_{a1}^{(2)}$ второй лампы протекает от катода к аноду, как показано на рис. 3.32,а. В проводе, соединяющем середину емкостной или индуктивной ветви анодного контура с катодами ламп, протекает разностный ток. Если токи равны, они полностью компенсируются. Это справедливо также для токов нечетных гармоник. В то же время токи второй и остальных четных гармоник оказываются синфазными и суммируются в этом проводе. Поэтому цепь, соединяющая среднюю точку контура с корпусом, должна обладать малым сопротивлением для токов гармоник. Соединяя с корпусом середину емкостной ветви контура (как показано на рис. 3.32,а), обеспечивают меньшее сопротивление для четных гармоник и, следовательно, лучшую фильтрацию. Напряжение питания E_a подводят к средней точке катушки индуктивности анодного контура, в которой переменное напряжение близко к нулю.

Из-за неизбежной асимметрии схемы недопустимо одновременное соединение с корпусом средних точек емкостной и индуктивной ветвей контура, так как образуется короткозамкнутый виток, в котором может протекать значительный ток. Практически в средней точке индуктивности контура переменное напряжение может составлять до 5...10 % от $U_a \approx E_a$. Поэтому индуктивность блокировочного дросселя $L_{бл2}$ может быть снижена в 10...20 раз по сравнению с расчетной (3.14) для однотактной схемы. Соответственно при расчете блокировочного конденсатора $C_{бл2}$ в (3.15) можно увеличить коэффициент 0,005...0,02 в 10...20 раз.

Как и при параллельном включении, в двухтактном генераторе лампы влияют друг на друга. Предположим, что анодный контур настроен и симметричен, а токи $I_{a1}^{(1)} \neq I_{a1}^{(2)}$. Тогда ток в контуре

$$I_{\text{конт}} = I_{\text{конт}}^{(1)} + I_{\text{конт}}^{(2)} = 0,5Q_n I_{a1}^{(1)} + 0,5Q_n I_{a1}^{(2)} = 0,5Q_n (I_{a1}^{(1)} + I_{a1}^{(2)}),$$

где Q_n — рабочая добротность контура с учетом, что коэффициент связи анодного контура с каждой из ламп равен 0,5. Вследствие симметрии контура напряжения на анодах ламп

$$\underline{U}_a^{(1)} = \underline{U}_a^{(2)} = \underline{U}_a = 0,5\underline{U}_n$$

и могут быть найдены из выражения

$$\underline{U}_a = 0,5\sqrt{L/C} I_{\text{конт}} = 0,25\sqrt{L/C} Q_n (I_{a1}^{(1)} + I_{a1}^{(2)}) = 0,25R_n (I_{a1}^{(1)} + I_{a1}^{(2)}),$$

где $\sqrt{L/C}$ — характеристическое сопротивление контура; R_n — эквивалентное сопротивление контура между точками $a^{(1)}$ и $a^{(2)}$. Кажущееся сопротивление в анодной цепи каждой лампы определяется из выражений

$$\underline{Z}_{\text{эв}}^{(1)} = \underline{U}_a / \underline{I}_{a1}^{(1)} = 0,25R_n(1 + \underline{I}_{a1}^{(2)} / \underline{I}_{a1}^{(1)}),$$

$$\underline{Z}_{\text{эв}}^{(2)} = \underline{U}_a / \underline{I}_{a1}^{(2)} = 0,25R_n(1 + \underline{I}_{a1}^{(1)} / \underline{I}_{a1}^{(2)}). \quad (3.24)$$

Полученные выражения отличаются от (3.23) только постоянным коэффициентом. В частности, при полной симметрии кажущиеся сопротивления для обеих ламп одинаковы:

$$\underline{Z}_{\text{эв}}^{(1)} = \underline{Z}_{\text{эв}}^{(2)} = 0,5R_n.$$

Двухтактная схема имеет некоторые преимущества перед одноктактной и перед параллельным включением ламп. В ней несколько ослаблены требования к блокировочным дросселю и конденсатору в анодной цепи. Схема оказывается существенно проще при работе на симметричную нагрузку, но главное — в ней может обеспечиваться дополнительное ослабление четных гармоник в нагрузке. Отметим, что непосредственно двухтактный генератор, схема которого приведена на рис. 3.32,а, выигрыша в фильтрации четных гармоник не дает (в сравнении с одноктактным генератором). Действительно, при подключении к точкам $b^{(1)}$ и $b^{(2)}$ симметричного фидера можно рассматривать оба провода как две возбуждаемые синфазно и расположенные рядом антенны, которые будут излучать колебания второй и других четных гармоник.

Для получения дополнительной фильтрации между выходом двухтактного генератора (точки $b^{(1)}$ — $b^{(2)}$) и нагрузкой (входом фидера) следует включить дополнительный трансформатор Tr с магнитным сердечником и соединенной на корпус средней точкой первичной обмотки (рис. 3.32,б). Трансформатор должен быть симметричным, и, кроме того, емкостная связь между первичной и вторичной обмотками должна быть пренебрежимо малой. При этих условиях, а также при тщательной симметрии работы ламп и схемы уровень второй гармоники может составлять $-(15...20)$ дБ.

В то же время у двухтактной схемы включения сохраняются все недостатки, присущие параллельному включению ламп, перечисленные в § 3.6. Схема на рис. 3.32,а оказывается более сложной, требующей согласованной перестройки LC -элементов. В ней возникает большая опасность паразитных колебаний. По этим причинам в ламповой технике отказываются от двухтактного построения мощных генераторов. В транзисторной технике наоборот двухтактное построение генераторов широко используется на частотах от десятков килогерц до 1 ГГц. На частотах до 30...80 МГц применяются транзисторные двухтактные генераторы с апериодической резистивной нагрузкой, в первую очередь при построении широкодиапазонных непереключаемых генераторов, перекрывающих диапазон частот до пяти-шести октав. В таких генераторах, как в двухтактных усилителях НЧ с трансформаторной нагрузкой, транзисторы работают в режиме класса В (угол отсечки $\theta = 90^\circ$).

При этом высшие гармоники на выходе генератора незначительны, так как четные гармоники коллекторных токов обоих транзисторов компенсируются (закорачиваются) в первичной обмотке выходного трансформатора (как в схеме на рис. 3.32,б), а нечетные гармоники при симметричных косинусоидальных импульсах тока $i_x(\omega t)$ с углом отсечки $\theta = 90^\circ$ теоретически отсутствуют.

Таким образом, при построении широкодиапазонных двухтактных генераторов главным является требование симметричности схемы и работы транзисторов в обоих плечах. Симметричность работы генератора должна обеспечивать входной и выходной трансформаторы ЦС, и, кроме того, выходной трансформатор должен создавать сопротивление, близкое к короткому замыканию для каждого транзистора на частотах четных гармоник $Z_{\text{экв}}(n\omega) \rightarrow 0, n = 2, 4, \dots$ Коллекторные токи транзисторов должны быть равны по амплитуде и сдвинуты по фазе на 180° и представлять симметричные косинусоидальные импульсы с углом отсечки $\theta = 90^\circ$. В результате практически удастся добиться ослабления высших гармоник в нагрузке при включении биполярных транзисторов с ОБ до $-(20 \dots 30)$ дБ, а при включении с ОЭ при индивидуальном подборе транзисторов до $-(15 \dots 20)$ дБ.

На частотах до $1 \dots 10$ МГц при небольших уровнях колебательной мощности (на единицы — десятки ватт) двухтактные генераторы можно выполнять на трансформаторах с магнитной связью между обмотками (рис. 3.33,а). Трансформатор Tr_1 обеспечивает переход к симметричному выходу и противофазному возбуждению транзисторов. Средняя точка первичной обмотки трансформатора Tr_2 соединяется с корпусом по ВЧ. Благодаря противофазной работе транзисторов первые гармоники их коллекторных токов протекают в одном направлении через первичную обмотку Tr_2 и поступают в нагрузку R_n . Нечетные гармоники токов теоретически отсутствуют (при $\theta = 90^\circ$), но если они есть, то точно также поступают в R_n . Наоборот, четные гармоники коллекторных токов в половинках первичной обмотки Tr_2 направлены встречно, а поскольку обе половинки расположены на общем магнитопроводе, то эквивалентное входное сопротивление каждой из половинок первичной обмотки Tr_2 на частотах четных гармоник, определяющее кажущуюся нагрузку для транзисторов, оказывается близким к нулю.

На более высоких частотах и при больших уровнях мощности двухтактные транзисторные генераторы строят на трансформаторах из отрезков длинных линий, которые вносят меньшие паразитные индуктивности и емкости. Пример построения генератора на биполярных транзисторах с ОЭ показан на рис. 3.33,б. В этой схеме трансформаторы Tr_1 и Tr_3 осуществляют переход от несимметричных нагрузок к симметричным. При необходимости вместо них можно поставить трансформаторы, которые одновременно будут обеспечивать заданную трансформацию нагрузочных сопротивлений. Трансформатор Tr_2 со-

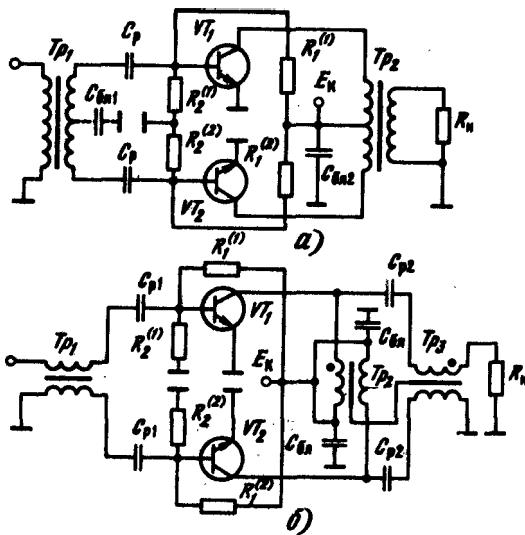


Рис. 3.33. Схемы двухтактных генераторов на биполярных транзисторах с ОЭ

здает короткое замыкание по четным гармоникам коллекторного тока транзисторов (аналогично как первичная обмотка трансформатора Tr_2 с магнитной связью в схеме на рис. 3.33,а).

Первая и все нечетные гармоники коллекторных токов обоих транзисторов поступают на трансформаторы Tr_2 и Tr_3 в противофазе. Линия трансформатора Tr_2 их не шунтирует, и они проходят через линию трансформатора Tr_3 в нагрузку. Наоборот, токи четных гармоник поступают в фазе и шунтируются (закорачиваются) линией Tr_2 . Одновременно они не могут встречно протекать через проводники линии трансформатора Tr_3 .

Трансформатор Tr_3 выполняется на линии с волновым сопротивлением $Z_{c3} = R_n$. Для каждого транзистора приведенное нагрузочное сопротивление $R_{кв} = 0,5R_n$. Трансформатор Tr_2 выполняется на линии с волновым сопротивлением $Z_{c2} = (0,5...1,0)R_n$, а ее электрическая длина l_2 выбирается не более $(0,05...0,1)\lambda$. При этих условиях он обеспечивает достаточно низкое сопротивление по четным гармоникам и незначительно шунтирует по первой гармонике. Линии Tr_2 и Tr_3 целесообразно помещать на одном магнитопроводе, чтобы уменьшить суммарный объем сердечника. При этом необходимо, чтобы число витков, образуемых линиями на сердечнике, было одинаковым и соблюдалось направление намоток (на рис. 3.33,б показано в виде общей черты и начала намоток отмечены точками).

Для достижения лучшей симметрии схемы, обеспечения импульсов коллекторных токов, близких к отрезкам симметричной косинусоиды с углом отсечки $\theta = 90^\circ$ в широком интервале частот, а значит, лучшего ослабления высших гармоник в нагрузке оптимальным является последовательное включение по ВЧ биполярных транзисторов с ОЭ относительно входа. Для этого в схеме на рис. 3.33,а достаточно убрать блокировочный конденсатор $C_{\text{бл}}$; в схеме на рис. 3.33,б такое включение обеспечивает трансформатор Tr_1 .

В цепи базы транзисторов обычно устанавливают цепи коррекции АЧХ, одновременно обеспечивающие резистивное входное сопротивление (аналогично рис. 3.20,а). В схеме на рис. 3.33,б водновое сопротивление линии Tr_1 выбирается равным входному сопротивлению цепи коррекции АЧХ.

Диапазон частот двухтактных генераторов на трансформаторах из отрезков линий ограничен 30...80 МГц, что обусловлено трудностями обеспечения низкого сопротивления (короткого замыкания) по четным гармоникам в коллекторной цепи транзисторов. Из-за более высоких входных и нагрузочных сопротивлений МДП-транзисторов двухтактные генераторы на них с использованием трансформаторов из отрезков линий строят на частотах до 100 МГц. На частотах от 100 МГц до 1 ГГц двухтактные генераторы строят относительно узкодиапазонными — при K_f не более 1,5...1,6. При этом рабочая полоса частот может составлять 100...200 МГц и выше. Такие генераторы выполняют на так называемых «балансных» транзисторах.

Балансный транзистор представляет собой два транзистора одного типа проводимости, размещенных в одном корпусе (рис. 3.34). Биполярные транзисторы включают как с ОЭ, так и с ОБ, а МДП-транзисторы — с ОИ. Главное преимущество балансных транзисторов — значительное уменьшение индуктивности общего вывода. Действительно, обе половинки транзистора располагаются предельно близко друг к другу, поэтому их индуктивности $L_3^{(1)}$ и $L_3^{(2)}$ (см. рис. 3.34) оказываются в 5...10 раз меньше, чем обычного транзистора, а общая индуктивность $L_{3, \text{общ}}$ хотя и остается большой, но не вызывает обратной связи и снижения коэффициента усиления по мощности, поскольку через нее эмиттерные токи обеих половинок протекают в противофазе. Кроме того, при одинаковой номинальной мощности входное сопротивление каждой из половинок возрастает в 2 раза, а так как по входу они включены последовательно, то результирующее входное сопротивление балансного транзистора увеличивается в 4 раза.

Как правило, внутри корпуса балансного транзистора во входной и коллекторных цепях размещаются дополнительные L - и C -элементы (как и в обычных транзисторах, см. рис. 3.4,з), которые вместе с внешними LC -элементами образуют входные и выходные согласующие цепи и цепи коррекции АЧХ, спроектированные на заданный рабочий диа-

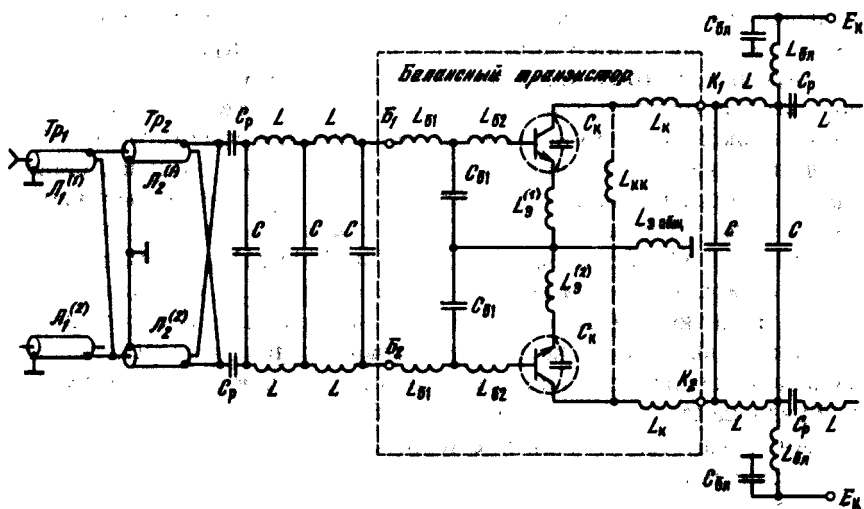


Рис. 3.34. Схема двухтактного генератора на балансном транзисторе

пазон балансного транзистора. Кроме того, у некоторых типов балансных транзисторов между выводами коллекторов включается общая индуктивность $L_{кк}$, которая вместе с коллекторными емкостями обеих половинок образует резонансный контур, настроенный на центральную частоту рабочего диапазона. На входе и выходе генератора обычно включают трансформаторы на длинных линиях, во-первых, для повышения (понижения) нагрузочных сопротивлений и, во-вторых, для перехода от несимметричных к симметричным нагрузкам. Как правило, эти функции разделяют между двумя отдельными трансформаторами.

На рис. 3.34 показаны трансформаторы только во входной цепи генератора. Каждый выполнен на двух коаксиальных линиях достаточной длины, чтобы необходимые продольные индуктивности образовались достаточной величины без применения ферромагнитопровода. Вторая линия $L_1^{(2)}$ в трансформаторе Tr_1 включается для наилучшей симметрии схемы [14]. Трансформатор Tr_2 — симметричный, понижает сопротивление нагрузки в 4 раза. Аналогичные трансформаторы, но только в обратной последовательности устанавливают в выходной цепи.

3.8. СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ ВЧ ГЕНЕРАТОРОВ

В ряде случаев требуется строить генераторы и передатчики таких больших мощностей, которые не могут быть получены от одной или небольшого числа существующих типов ламп или транзисторов. Для

этих целей иногда разрабатываются новые специальные лампы или транзисторы повышенной мощности. Однако такой путь не всегда является лучшим, потому что разработка и организация производства новых ламп и транзисторов обходятся дорого, надежность их может быть невысокой, а потребность в них небольшой. Кроме того, существуют физические и технологические ограничения на создание более мощных приборов. Например, в настоящее время разработаны генераторные лампы на мощности до 0,5...3,0 МВт, а генераторные транзисторы — до 250...1000 Вт на частотах до 150...1000 МГц, и дальнейшее увеличение мощностей в несколько раз, а тем более на порядок, представляет трудную, практически невыполнимую задачу. В то же время включение большого числа ламп или транзисторов непосредственно параллельно или параллельно в каждом плече двухтактной схемы имеет целый ряд недостатков, отмеченных в § 3.6 и 3.7.

Можно осуществлять сложение мощностей нескольких ВЧ генераторов, выполненных в виде идентичных модулей M_1, \dots, M_N и подключаемых параллельно либо последовательно с помощью широкодиапазонных трансформаторов (рис. 3.35) или резонансных ЦС к общей нагрузке Z_H . Однако при таком суммировании сохраняются недостатки параллельного и двухтактного включений ламп и транзисторов: требуются идентичность и синфазность работы отдельных генераторов и симметрия схемы, сохраняется взаимное влияние и, значит, резко снижается надежность работы всего устройства. В частности, авария в одном из генераторов или модулей (короткое замыкание или разрыв на его выходных клеммах) может привести к аварийному режиму работы всех остальных, поскольку нагрузка для них может стать близкой к нулю или холостому ходу. Поэтому такой способ сложения используется сравнительно редко, например при построении сверхмощных относи-

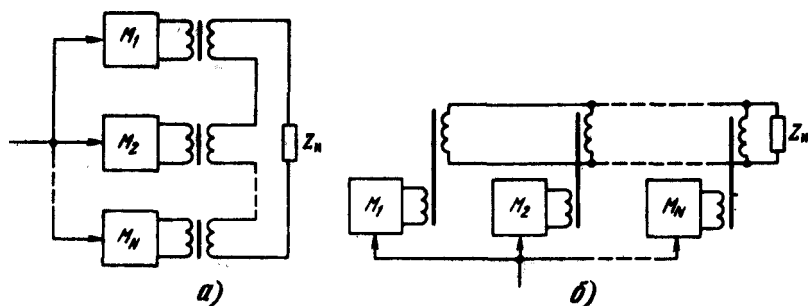


Рис. 3.35. Блочно-модульное сложение по мощности:
 а — последовательное; б — параллельное

тельно низкочастотных транзисторных генераторов, в которых при работе транзисторов в ключевом режиме с высоким КПД обеспечивается высокая надежность, а разброс параметров транзисторов сводится к минимуму.

Сложение мощностей можно осуществлять в пространстве при работе двух или более автономных передатчиков на одной частоте от одного возбуждателя на разные антенны. В этом случае происходит сложение электромагнитных полей, создаваемых антеннами. Для ослабления связи между передатчиками, точнее между их выходными каскадами через антенны, последние располагают на расстоянии не менее $3\lambda/4$ одна от другой. При этом антенны должны питаться синфазными токами. Если вводить некоторую разность фаз в токи, питающие антенны, то можно изменять (поворачивать) диаграмму излучения антенн. Введением специальных фазовращателей (рис. 3.36) можно поворачивать диаграмму направленности излучения.

В диапазонах ДВ и СВ из-за больших геометрических размеров антенн ограничиваются сложением мощностей, как правило, не более двух передатчиков. В диапазоне КВ такой способ повышения излучаемой мощности и изменения диаграммы направленности используется широко. Например, четыре передатчика мощностью по 1 кВт при расстановке штыревых антенн на 5 м и соответствующем фазировании эквивалентны одному передатчику мощностью 16 кВт. На радиопередающих центрах внедрено в эксплуатацию пространственное сложение четырех передатчиков мощностью 250 кВт каждый.

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 метод сложения мощности с помощью мостовых схем. В этом случае при суммировании мощностей двух и более генераторов обеспечивается их взаимная электрическая развязка. Каждый из генераторов работает независимо от других на оптимальную для него нагрузку, в то время как у остальных генераторов режим по ВЧ может меняться вплоть до короткого замыкания или

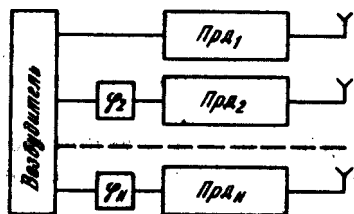


Рис. 3.36. Структурная схема сложения ВЧ мощности в пространстве

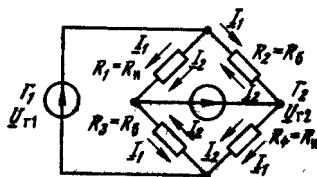


Рис. 3.37. Классическая мостовая схема сложения мощностей двух генераторов

холостого хода. Вследствие этого достигается высокая надежность передатчика. Даже в тех случаях, когда заданную мощность можно получить от одного ЭП, передатчик часто выполняют в виде нескольких менее мощных ВЧ генераторов или модулей с последующим суммированием их мощностей в мостовых схемах. При этом выход из строя M генераторов (аварийный режим) не нарушает работу остальных $N - M$ и только уменьшает мощность передатчика. Снижение мощности с $P_{н\text{ ном}} = NP_i$ до

$$P_{н\text{ ав}} = \frac{(N - M)^2}{N} P_i, \text{ а не до } P_{н\text{ ав}} = (N - M)P_i$$

объясняется тем, что часть мощности оставшихся $N - M$ генераторов

$$\frac{M(N - M)}{N} P_i$$

начинает выделяться в балластных сопротивлениях мостовой схемы.

По условиям эксплуатации обычно допускается некоторое кратковременное снижение выходной мощности передатчика. Наиболее вероятен выход из строя одного из генераторов ($M = 1$), поэтому уменьшение мощности передатчика будет в $P_{н\text{ ав}}/P_{н\text{ ном}} = (N - 1)^2/N^2$ раз. Исходя из этих соображений можно определить необходимое число модулей N и мощность каждого из них: $P_{\text{ мод}} = P_{н\text{ ном}}/N$. Например, если допустима работа с понижением мощности до 50%, то достаточно, чтобы передатчик содержал четыре модуля, поскольку $(4 - 1)^2/4^2 = 0,56$. Часто, например, при построении телевизионных и УКВ ЧМ передатчиков последний строится в виде двух полуккомплектов. При выходе одного из них мощность передатчика, должна была бы снизиться в 4 раза $[(2 - 1)^2/2^2 = 0,25]$. Однако предусматривается схема обхода моста, поэтому мощность в нагрузке снижается всего в 2 раза (см. § 9.4). Одновременно обход моста позволяет устанавливать его балластное сопротивление на рассеиваемую мощность, существенно меньшую $0,25 P_{н\text{ ном}}$.

Принцип работы и свойства мостовой схемы рассмотрим на примере суммирования мощностей двух идентичных синфазных генераторов G_1 и G_2 . Классическая мостовая схема, приведенная на рис. 3.37, содержит четыре резистивных нагрузочных сопротивления. При $R_1/R_3 = R_2/R_4$ выполняется условие баланса моста, т. е. напряжение от одного из генераторов не поступает на выход другого, и генераторы работают независимо друг от друга. При равенстве $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R$ генераторы нагружены на сопротивления $Z_{вх1} = R$ и $Z_{вх2} = R$. Токи обоих генераторов $I_1 = \underline{U}_{r1}/2R$, $I_2 = \underline{U}_{r2}/2R$ суммируются в двух нагрузочных сопротивлениях $R_n = R$ и вычитаются в двух балластных сопротивлениях $R_6 = R$. В результате мощности, выделяющиеся в нагрузочных и балластных резисторах, соответственно равны:

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

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

$$\eta_m = P_n / (P_n + P_6) = (1 + k^2 + 2k \cos \varphi) / 2(1 + k^2),$$

где $k = |I_1|/|I_2|$; φ — фазовый сдвиг между токами двух генераторов. На основании этого соотношения, справедливого и для других рассмотренных ниже мостовых схем, на рис. 3.38, а и б построены графики зависимости КПД от k и φ соответственно. Видно, что КПД мостовой схемы остается высоким даже в том случае, когда токи не точно равны по амплитуде и неточно синфазны. Если амплитуды различаются не более чем на 20 %, а сдвиг фаз не превышает 40° , КПД снижается до 0,87, т. е. только 13 % суммарной мощности теряется на сопротивлениях R_6 .

Отметим, что при $\varphi = 180^\circ$ — противофазной работе двух генераторов — сопротивления R_n и R_6 меняются «ролями».

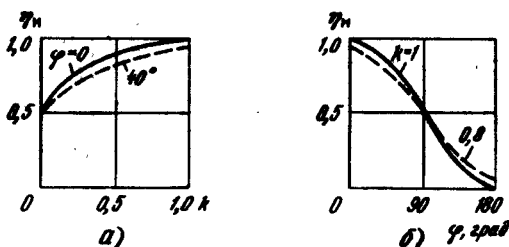


Рис. 3.38. Зависимость η_m моста сложения от соотношения токов генераторов и разности фаз

Наихудшим случаем является отключение одного из генераторов, что приводит к уменьшению КПД до 0,5, а мощности в нагрузке в 4 раза, так как половина мощности второго работающего генератора выделится в балластном резисторе. 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 резисторе. Обычно это делается автоматически с помощью системы обхода моста.

Для практического применения схема на рис. 3.37 оказывается непригодной, поскольку, во-первых, содержит по два нагрузочных и балластных резистора и, во-вторых, даже при соединении с корпусом одной из точек схемы оказываются не соединенными с корпусом один из генераторов и по одному из нагрузочных и балластных резисторов. Включением дополнительных трансформаторов, осуществляющих переход от симметричной к несимметричной нагрузке, можно соединить с корпусом второй генератор и вторые нагрузочный и балластный резисторы. Одновременно можно объединить в один нагрузочный и один балластный резисторы. При этом возможно большое многообразие вариантов построения мостовых схем.

Рассмотрим только наиболее простые из них, содержащие наименьшее число трансформаторов.

На рис. 3.39 показаны мостовые схемы на трансформаторах 1:1 с магнитной связью и суммированием по напряжению ($U_n = U_{r1} + U_{r2}$ и $R_n = 2R_{bx}$) и по току ($I_n = I_{r1} + I_{r2}$ и $R_n = 0,5R_{bx}$). Трансформатор Tr_1 подключает к резистору R_n последовательно или параллельно оба генератора в фазе. Наоборот, через трансформатор Tr_2 оба генератора подключаются к резистору R_6 в противофазе, и при равенстве $U_{r1} =$

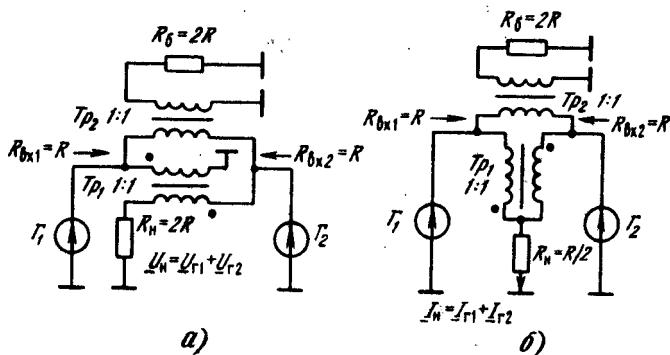


Рис. 3.39. Широкодиапазонные мостовые схемы сложения двух генераторов:
а — по напряжению; б — по току

$= \underline{U}_{r2}$ в нем не выделяется мощность. При соответствующих значениях R_H и R_6 (см. рис. 3.39) напряжение от одного из генераторов не поступает на выход другого. Тем самым обеспечивается их взаимная независимость в работе, т. е. условие баланса моста.

На рис. 3.40 показаны мостовые схемы для $N \geq 2$ идентичных генераторов на трансформаторах — линиях 1:1 со сложением по напряжению

$$\underline{U}_H = \sum_{i=1}^N \underline{U}_{ri} \quad \text{и} \quad R_H = NR_{вх}$$

и по току

$$\underline{I}_H = \sum_{i=1}^N \underline{I}_{ri} \quad \text{и} \quad R_H = R_{вх}/N.$$

В первой схеме балластные сопротивления включены по схеме многолучевой звезды, а во второй — по схеме многоугольника. В схеме сложения по напряжению происходит повышение нагрузочного сопротивления ($R_H = NR_{вх}$), что очень важно, например, при построении низкоомных транзисторных генераторов. В то же время продольные напряжения на линиях оказываются неодинаковыми (наибольшее из них — на первой линии $U_{пр} = (N-1)U_r$, так же как в трансформаторе на рис. 3.12).

В мостовой схеме сложения по току в номинальном режиме продольные напряжения на линиях отсутствуют, и появляются они относительно малой величины только в аварийных режимах — при

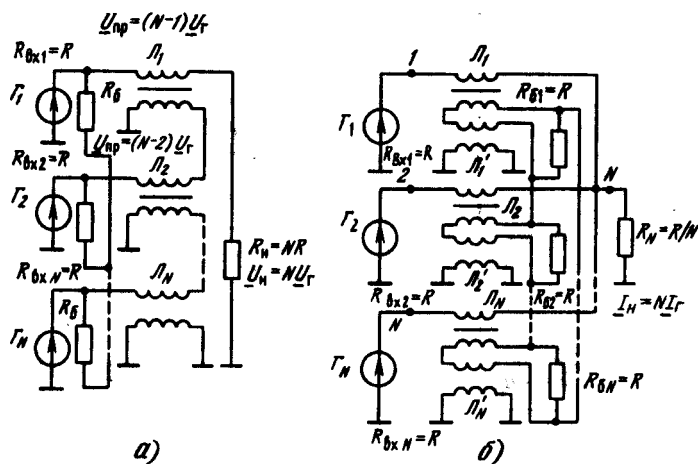


Рис. 3.40. Широкодиапазонные мостовые схемы сложения N генераторов:
а — по напряжению; б — по току

неидентичности генераторов и выходе из строя одного из них. Это, в свою очередь, снижает требования к ферритовым сердечникам. Главным недостатком такой схемы суммирования является снижение нагрузочного сопротивления $R_n = R_{вх}/N$.

Мостовые схемы на трансформаторах с магнитной связью или на трансформаторах-линиях обычно выполняют при достаточно больших нагрузочных сопротивлениях (выше 10...20 Ом) в диапазоне частот примерно от 0,1 до 1000 МГц при уровнях мощности до 10...20 кВт. Наряду с указанными схемами в радиопередаточных устройствах при построении как мощных ламповых передатчиков ДВ и СВ, так и передатчиков в диапазонах УКВ и особенно СВЧ, где обычно требуются небольшие коэффициенты перекрытия по частоте, широко используются резонансные узкополосные мостовые схемы.

Принцип построения резонансных мостовых схем удобно рассматривать на примере сложения мощности N идентичных синфазных генераторов. Общая структурная схема на рис. 3.41 содержит N одинаковых четырехполосников и N балластных резисторов $R_6 = R_{вх}$, включенных по схеме многолучевой звезды. Четырехполосники обеспечивают необходимую трансформацию сопротивлений NR_n в $R_{вх}$ и фазовый сдвиг на 90° . При этом токи всех генераторов суммируются в основной нагрузке R_n и компенсируются в балластных резисторах R_6 . При резистивных нагрузке R_n , входных $R_{вх}$ и балластных R_6 сопротивлениях в качестве четырехполосников можно использовать П- или Т-цепочки на LC-элементах (рис. 3.42, а—г) с одинаковыми по модулю реактивными сопротивлениями:

$$X = X_L = \omega_0 L = |X_C| = 1/\omega_0 C, \quad (3.25)$$

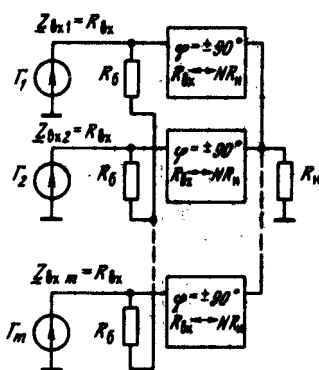


Рис. 3.41. Структурная схема резонансного моста сложения по току

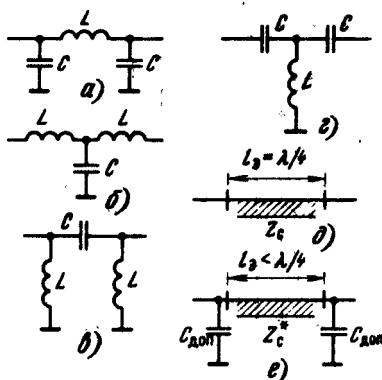


Рис. 3.42. Схемы трансформирующих и фазовращающих цепочек

где ω_0 — рабочая частота.

С позиции дополнительной фильтрации высших гармоник ВЧ генераторов, а также практической реализации LC -элементов в микрополосковом исполнении на УКВ и СВЧ предпочтительнее четырехполюсники в виде ФНЧ (рис. 3.42,а и б). В качестве них можно использовать также четвертьволновые отрезки длинных линий с электрической длиной $l_3 = \lambda/4$ (рис. 3.42,в) с волновым сопротивлением $Z_c = X$. Если геометрическая длина получается большой, линию можно укоротить ($l_3 < \lambda/4$), а на ее входе и выходе параллельно включить дополнительные сосредоточенные конденсаторы $C_{\text{доп}}$ (рис. 3.42,е). В этом случае волновое сопротивление линии Z_c^* и реактивное сопротивление $X_{\text{доп}}$ дополнительных конденсаторов определяются из соотношений

$$Z_c^* = \frac{Z_c}{\sin(2\pi l_3/\lambda)}, \quad |X_{\text{доп}}| = \frac{1}{\omega_0 C_{\text{доп}}} = \frac{Z_c}{1 - \sin(2\pi l_3/\lambda) \operatorname{tg}(\pi l_3/\lambda)}$$

при $l_3 < \lambda/4$.

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

$$X = Z_c = \sqrt{NR_{\text{вх}}R_{\text{н}}}. \quad (3.26)$$

Отметим, что произвольное соотношение между входными и нагрузочными сопротивлениями ($R_{\text{вх}} = R_0$ и $R_{\text{н}}$) достигается соответствующей трансформацией в четырехполюсниках, т. е. выбором значений X или Z_c согласно (3.26). Однако для наибольшей широкополосности надо выбирать коэффициент трансформации четырехполюсников равным единице. При этом $X = Z_c = R_{\text{вх}} = R_0$ и $R_{\text{н}} = R_{\text{вх}}/N$.

Важным практическим примером являются мостовые схемы для суммирования мощностей двух одинаковых генераторов ($N = 2$). Обычно мост строится при одинаковых входных и нагрузочных сопротивлениях ($R_{\text{вх}1} = R_{\text{вх}2} = R_{\text{н}} = R$). Тогда на основании (3.26) реактивные сопротивления LC -элементов или волновое сопротивление четвертьволновых линий определяются как $X = Z_c = \sqrt{2}R$.

На рис. 3.43 показаны две схемы. Первую из них, выполненную на четырехполюсниках из П-цепочек (рис. 3.43,а), широко используют для сложения мощностей в передатчиках ДВ и СВ диапазонов, построенных в виде двух подкомплектов. В то же время схема на рис. 3.43,б применяется в диапазоне УКВ — СВЧ, где геометрическая длина линий оказывается небольшой.

При построении мощных передатчиков целесообразно, чтобы балластный резистор, в котором при отклонениях от номинального режима может рассеиваться значительная мощность, был соединен с корпусом. Это позволяет его отнести в сторону от основной схемы и лучше охлаж-

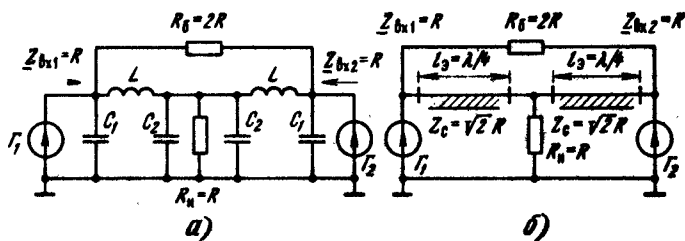


Рис. 3.43. Резонансные мостовые схемы сложения по току двух генераторов

дать. На низких частотах (например, в схеме на рис. 3.43,а) R_6 подключают через дополнительный трансформатор, как в схемах на рис. 3.39. В схеме на рис. 3.43,б он подключается через дополнительные линии, как показано на рис. 3.44,а. Такую мостовую схему на УКВ — СВЧ называют *гибридным кольцом*. В отличие от исходной схемы, которую называют *гибридным тройником*, здесь добавлены еще две линии длиной $\lambda/4$ и $3\lambda/4$ с таким же волновым сопротивлением. Таким образом, все четыре линии образуют кольцо (или прямоугольник) общей длиной $3\lambda/2$.

Иногда для достижения симметрии схемы вместо одного $R_6 = R$ включают два балластных резистора $R_6^* = 2R$ (показаны в скобках на рис. 3.44,а). При выполнении моста на симметричных полосковых или двухпроводных линиях линию длиной $3\lambda/4$ можно заменить четвертьволновой, но с «опрокидыванием» фазы (см. рис. 3.44,б). В частности, такой мост используется для сложения мощностей КВ передатчиков, причем в качестве R_n и R_6 включаются две антенны. Меняя фазу ВЧ колебаний одного из передатчиков на 180° , осуществляют перевод работы двух передатчиков с одной антенны на другую.

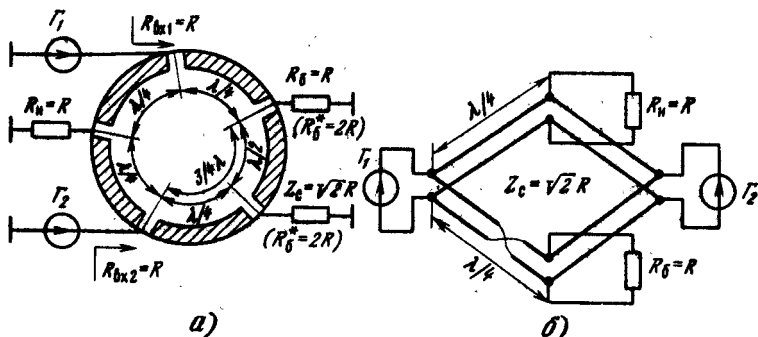


Рис. 3.44. Мостовые схемы на отрезках линий

Четырехполосники, на которых выполняются мостовые схемы, обеспечивают поворот фазы на 90° и необходимую трансформацию сопротивлений только на фиксированной частоте ($\omega_0 = \text{const}$). Практически полоса пропускания в таких мостовых схемах составляет не более 3...5%. Для расширения полосы пропускания до 10...30% на НЧ используются более сложные, но и более широкополосные четырехполосники на LC-элементах. В диапазоне СВЧ для этого применяют многоступенчатые мостовые схемы с суммированием двух и большего числа генераторов ($N = 2, 3, 4, \dots$) либо осуществляют суммирование по два (бинарные сумматоры) с $N = 2, 4, 8, 16, \dots$. На рис. 3.45 показаны примеры с $N = 4$. В обеих схемах подбираются (рассчитываются на ЭВМ) оптимальные волновые сопротивления отдельных линий, число ступеней, а также сопротивления балластных резисторов в зависимости от числа суммируемых генераторов N и требований к полосе пропускания. Коэффициент перекрытия по частоте в таких мостовых схемах может достигать $K_f = 2...4$ и выше.

Широко используют также квадратурные мостовые схемы сложения. В этом случае выходные напряжения генераторов Γ_1 и Γ_2 сдвинуты по фазе на 90° . Для совместной работы двух одинаковых генераторов квадратурные мосты обычно выполняют при равенстве входных ($R_{вх1} = R_{вх2}$) и нагрузочных ($R_n = R_6$) сопротивлений. Очень часто их выбирают одинаковыми: $R_{вх1} = R_{вх2} = R_6 = R_n$, где значение R выбирается стандартным, например равным волновому сопротивлению подводных линий.

В общем виде (рис. 3.46) квадратурный мост содержит два «продольных» четырехполосника, обеспечивающих поворот фазы на 90° и трансформацию сопротивлений $R_{вх}$ в $0,5R_n$ и два «поперечных» четырехполосника, обеспечивающих также поворот фазы на 90° и трансформацию 1:1 сопротивлений $R_{вх}$ или R_n . В схеме на рис. 3.46 напряжение генератора Γ_1 опережает по фазе на 90° напряжение генератора Γ_2 .

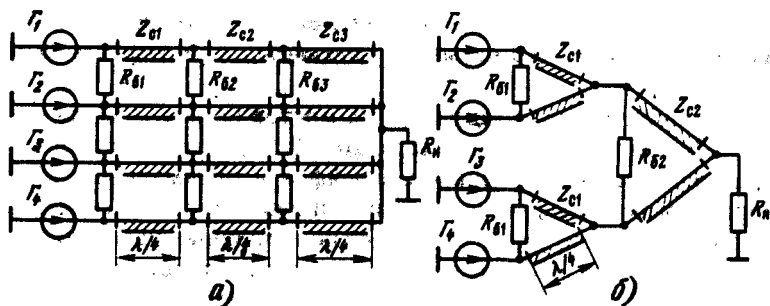


Рис. 3.45. Широкодиапазонные мосты на четвертьволновых линиях:
 а — многоступенчатые; б — с суммированием по два

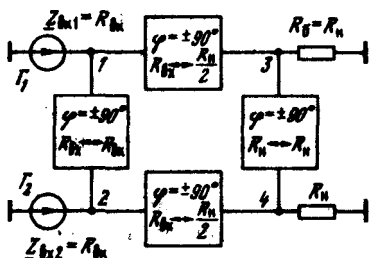


Рис. 3.46. Структурная схема квадратурного моста

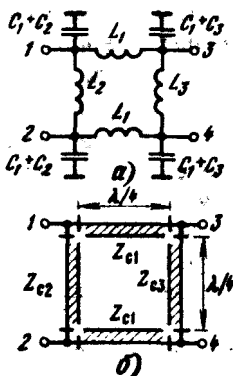


Рис. 3.47. Резонансные квадратурные мосты:

а — на LC-элементах; б — на отрезках линий

Сигналы с обоих генераторов проходят через четырехполюсники 1 — 4 по двум путям, так что напряжения обоих генераторов суммируются в R_n и вычитаются в R_B и одновременно напряжение от одного из генераторов отсутствует в точке подключения другого. Этим самым достигается их взаимная развязка, т. е. баланс мостовой схемы.

Четырехполюсники можно выполнять из П-, Т-цепочек на сосредоточенных LC-элементах либо на отрезках линий (см. рис. 3.42), у которых реактивные сопротивления X или волновые сопротивления Z_c определяются из условий заданной трансформации сопротивлений (3.26): $X_1 = Z_{c1} = \sqrt{0,5R_{вх}R_n}$ — для двух «продольных» четырехполюсников, $X_2 = Z_{c2} = R_{вх}$ и $X_3 = Z_{c3} = R_n$ — для первого и второго «поперечных» четырехполюсников. При этом в качестве четырехполюсников используют обычно П-цепочки, что позволяет объединять емкости соседних четырехполюсников ($C_1 + C_2$) и ($C_1 + C_3$) и уменьшать общее число реактивных элементов до восьми. В результате получаем мостовые схемы, представленные на рис. 3.47. Отметим, что квадратурный мост на линиях в технике СВЧ называют *двухшлейфовым направленным ответвителем*.

Полоса пропускания квадратурных мостов на рис. 3.47 составляет 5...10%. Для расширения полосы до 20...30% увеличивают число LC-четырехполюсников или линий и шлейфов и оптимальным образом подбирают реактивные элементы или волновые сопротивления линий и шлейфов. Однако это резко усложняет конструкцию, увеличивает геометрические размеры. Кроме того, возникают трудности технологической реализации линий и шлейфов с сильно различающимися волновыми сопротивлениями. Поэтому для достижения $K_f = 1,4...1,7$ и выше переходят к квадратурным мостовым схемам, в которых используются не

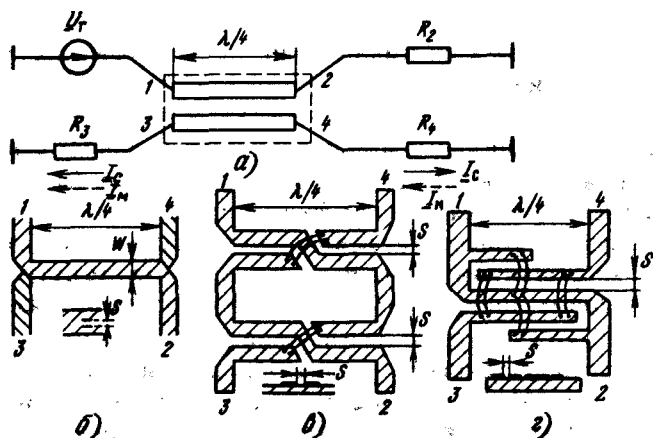


Рис. 3.48. Квадратурные мосты на связанных линиях

только электрические связи между отдельными элементами, но и магнитные. В диапазонах УКВ и СВЧ мостовые схемы на уровне мощности выше 0,1...1,0 кВт выполняются на двух связанных четвертьволновых линиях, которые располагаются на определенном расстоянии друг от друга и помещаются в общий экран круглой или прямоугольной формы (рис. 3.48,а).

Принцип работы такого моста удобно рассмотреть в режиме деления мощности. Допустим, к выводу 1 на рис. 3.48,а подключен генератор U_T , а к выводам 2 — 4 — резисторы $R_2 = R_3 = R_4 = R$. Под действием напряжения U_T в верхнюю линию поступает ток. Часть этого тока проходит в резистор R_2 , и часть мощности генератора будет поступать в R_2 с задержкой по фазе на 90° . Одновременно другая часть входного тока генератора будет поступать в нижнюю линию. Благодаря электрической связи в нижней линии наводится ток I_3 , а за счет магнитной связи — ток I_4 . Оба тока суммируются в R_3 и вычитаются в R_4 . Поэтому связь между линиями должна быть такой, чтобы:

1) токи I_3 и I_4 были равны по модулю, при этом в R_4 не будет выделяться мощность и вывод 4 моста окажется развязанным относительно вывода 1;

2) мощность (напряжение) генератора G_1 поровну делилась между выходами 2 и 3, при этом напряжение на выходах 3 и 2 имеют сдвиг по фазе -90° .

Такой мост называют *трехдецибелным направленным ответвителем* (деление на 2). Отметим, что в режиме суммирования генераторы G_1 и G_2 подключаются к выводам 2 и 3 (или 1 и 4), а резисторы R_5 и R_6 — к выводам 1 и 4 (или 2 и 3). Для одностороннего подключения генераторов (в режиме сложения) или нагрузочных сопротивлений (в режи-

ме деления) в реальных конструкциях (рис. 3.48, б, в, г) линии перекрещивают. Это отражается в их изображении на электрических схемах (см. рис. 3.49 и рисунки в гл. 9).

При уровнях мощности до 0,1...1,0 кВт квадратурные мосты обычно выполняются на полосковых и микрополосковых линиях с диэлектрическим заполнением ($\epsilon > 1$). В мосте с лицевой связью (см. рис. 3.48, б) обе линии располагаются одна над другой и разделены тонкой диэлектрической пленкой. Однако такая конструкция оказывается технологически сложно выполнимой. В то же время в конструкции на микрополосковых линиях (см. рис. 3.48, в) с торцевой связью между линиями требуется не только малый зазор $S \approx 0,03$ мм между линиями, но и очень критична точность его практического выполнения. Поэтому либо применяют тандемное соединение двух мостов (см. рис. 3.48, в) с существенно меньшей связью (вместо 3 дБ она уменьшается до 8,34 дБ и поэтому зазор между линиями $S \approx 0,07$ мм), либо выполняют мост Ланге (см. рис. 3.48, г), который содержит «гребенку» из нескольких связанных линий с достаточно большими зазорами между ними, а главное, не очень критичными к точности их практического выполнения. Отметим, что в конструкциях на рис. 3.48, б полоса пропускания может достигать 0,7...0,8 октавы, в тандемной конструкции 0,5...0,6 октавы, а в мосте Ланге 0,6...0,7 октавы.

При суммировании мощности двух генераторов в квадратурном мосте их входные напряжения должны быть сдвинуты на 90° . Однако, как правило, поступают по-другому: на входе обоих генераторов включают аналогичный квадратурный мост деления мощности, который обеспечивает их возбуждение со сдвигом по фазе на 90° от общего источника. Это поясняет схема на рис. 3.49.

Основные преимущества применения квадратурных мостовых схем перед синфазными (и противофазными) состоят в следующем:

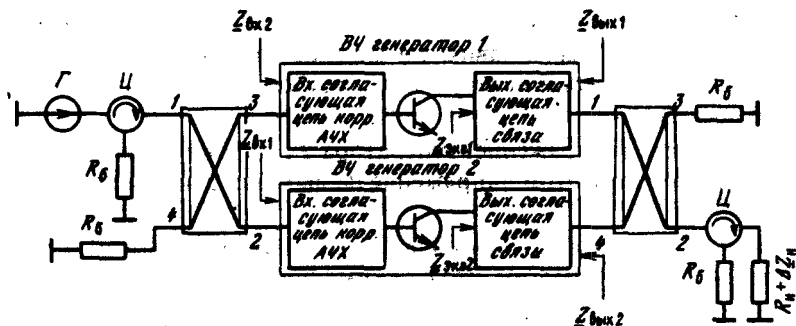


Рис. 3.49. Квадратурная схема построения ВЧ генераторов

1. Входное сопротивление квадратурного моста деления постоянное и резистивное при любых, даже реактивных, но обязательно одинаковых нагрузочных сопротивлениях — входных сопротивлениях генераторов Γ_1 и Γ_2 (см. рис. 3.49): $Z_{вх}(\omega) = R$ при $Z_{вх\Gamma_1}(\omega) = Z_{вх\Gamma_2}(\omega)$.

При рассогласованных нагрузках в плечах 2 и 3 отраженные по этой причине мощности поступают в плечо 4 и рассеиваются в R_6 .

2. Аналогично выходное сопротивление квадратурного моста сложения постоянное и резистивное при любых, даже реактивных, но обязательно одинаковых выходных сопротивлениях генераторов Γ_1 и Γ_2 : $Z_{вых}(\omega) = R$ при $Z_{вых\Gamma_1}(\omega) = Z_{вых\Gamma_2}(\omega)$.

При появлении отраженной волны со стороны нагрузки генераторов она гасится в балластном резисторе R_6 , даже если выходные сопротивления обоих генераторов не равны R . Однако при рассогласовании нагрузки $Z_{н} = R_{н ном} + \Delta Z_{н}$ входные сопротивления моста сложения, а следовательно, нагрузочные сопротивления для обоих генераторов становятся различными: на один из генераторов рассогласование $\Delta Z_{н}$ пересчитывается прямо пропорционально ($Z_{н1} \sim Z_{н}$), а на другой — обратно пропорционально ($Z_{н2} \sim 1/Z_{н}$). Отсюда пересчитанные нагрузочные сопротивления $Z_{экв1}$ и $Z_{экв2}$ для первого и второго транзисторов тоже становятся разными, отличны и режимы их работы, а поэтому могут отличаться их входные сопротивления. В результате нагрузочные сопротивления для моста деления будут отличаться друг от друга и его входное сопротивление не будет равно номинальному. Устранение подобного рассогласования возможно только включением дополнительных невзаимных устройств — циркуляторов или вентиляей непосредственно на выходе и входе генератора (см. рис. 3.49).

Перечисленные выше положительные свойства квадратурной схемы построения определяют ее широкое применение как при построении отдельных транзисторных генераторов, так и при суммировании мощностей нескольких генераторов и образованных ими модулей, а также при построении мощных телевизионных и УКВ ЧМ передатчиков в виде двух полуккомплектов (см. § 9.4 и 9.8). Поэтому даже в тех случаях, когда трудно непосредственно выполнить квадратурную мостовую схему, используют синфазную мостовую схему, в одно из плечей которой включают дополнительный фазовращатель на 90° .

3.9. ВЫХОДНЫЕ КОЛЕБАТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Каждому каналу связи, а следовательно, и передатчику отводится определенный спектр частот, который является основным, полезным. Колебания, выходящие за его пределы, разделяют на внеполосные и побочные. Внеполосные колебания обусловлены в первую очередь нелинейностью модуляционной характеристики ВЧ тракта (генератора) и

находятся вблизи рабочей полосы частот. Поэтому колебательные цепи не отфильтровывают их, и единственный путь по снижению внеполосных колебаний — правильный выбор типа ЭП, его режима работы, введение обратных связей. Побочные колебания располагаются достаточно далеко от рабочей полосы частот и обусловлены, как правило, работой ЭП с отсечкой тока. В частности, в выходном токе (напряжении) генератора с внешним возбуждением содержатся высшие гармонические составляющие ω_0 . Через элементы выходной колебательной системы (ВКС) передатчика протекают токи высших гармоник, и при некоторых условиях мощность, развиваемая высшими гармониками в антенне (фидере), может достигнуть ощутимых значений.

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 рекомендации и отечественные нормы на мощности побочных излучений [80]. В зависимости от диапазона частот и уровня мощности $P_{н1}$ на основной частоте оговаривается допустимое значение мощности побочных излучений — абсолютное $P_{нл доп}$ либо относительное, выраженное в децибелах: $10 \lg(P_{нл доп}/P_{н1})$. Например, в передатчиках КВ мощностью менее 1 кВт уровень высших гармоник должен быть не выше -50 дБ, а мощностью выше 1 кВт — не более 50 мВт.

Таким образом, ВКС передатчика помимо трансформации нагрузочного сопротивления (входного сопротивления фидера или антенны) в номинальное сопротивление $R_{зкв}$ на частоте первой гармоники в рабочей полосе частот должна обеспечивать заданное ослабление (фильтрацию) высших гармоник. Основные трудности в построении ВКС состоят в том, что эта цепь является фильтром, который работает при относительно высоких уровнях токов и напряжений. Кроме того, ВКС 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:

$$\eta_{вкс} = P_{н1}/P_{вх1}.$$

Фильтрующие свойства колебательной системы на частоте n -й гармоники можно оценивать через коэффициент фильтрации по току или напряжению (рис. 3.50):

$$\Phi_{In} = |I_{вхn}| / |I_{нn}| \quad \text{или} \quad \Phi_{Un} = |U_{вхn}| / |U_{нn}|. \quad (3.27a)$$

Обычно коэффициент фильтрации выражают в децибелах:

$$a_{\Phi I} = 20 \lg \Phi_{In} \quad \text{или} \quad a_{\Phi U} = 20 \lg \Phi_{Un}. \quad (3.27b)$$

Из расчета режима работы ЭП известен ток или напряжение n -й гармоники, поступающей на вход колебательной системы: $I_{вхn}$ или $U_{вхn}$.

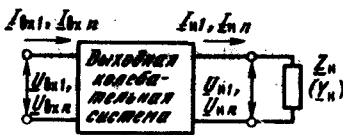


Рис. 3.50. К пояснению коэффициента фильтрации

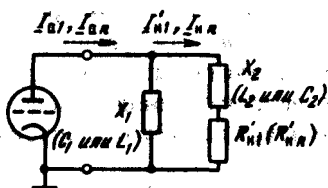


Рис. 3.51. Выходная колебательная система в виде одного LC-контура

Амплитуда тока $I_{н n}$ или напряжения $U_{н n}$ гармоники на выходе колебательной системы определяется из допустимой мощности n -й гармоники $P_{н n \text{ доп}}$:

$$I_{н n \text{ доп}} = \sqrt{2P_{н n \text{ доп}} / \text{Re}Z_{н n}} \quad \text{или} \quad U_{н n \text{ доп}} = \sqrt{2P_{н n \text{ доп}} / \text{Re}Y_{н n}}, \quad (3.28)$$

где $\text{Re}Z_{н n}$ или $\text{Re}Y_{н n}$ — резистивная составляющая сопротивления или проводимости нагрузки (фидера, антенны) на частоте n -й гармоники. Отсюда можно определить допустимый коэффициент фильтрации:

$$\Phi_{н \text{ доп}} = I_{вх n} / I_{н n \text{ доп}} \quad \text{или} \quad \Phi_{U_{н n \text{ доп}}} = U_{вх n} / U_{н n \text{ доп}}. \quad (3.29)$$

Очевидно, что коэффициент фильтрации, обеспечиваемый колебательной цепью (3.27), должен быть больше или равен допустимому (3.29).

Рассмотрим фильтрацию высших гармоник на примере лампового генератора с резонансной нагрузкой. В схеме на рис. 3.51 X_1 , X_2 — сопротивления элементов параллельного LC-контура; $R'_{н n}$ — пересчитанная резистивная составляющая нагрузки (фидера) в контур. Предположим, что на основной частоте $R'_{н n} \ll X_2$, поэтому для получения резонанса должно выполняться условие $|X_1| = |X_2|$. Коэффициент фильтрации по току (3.27а)

$$\Phi_{In} = |U_{вх n} / U_{н n}| = (X_{1n} + X_{2n} + R'_{н n}) / X_{1n} = 1 + X_{2n} / X_{1n} + R'_{н n} / X_{1n},$$

где X_{1n} , X_{2n} — сопротивления LC-элементов контура на частоте n -й гармоники. Учитывая, что X_{1n} или X_{2n} равны $j\omega L$ или $1/j\omega C$, а на основной частоте $|X_1| = |X_2| = \omega L = 1/\omega C$, определяем коэффициент фильтрации по току: при $X_1 = 1/j\omega C$, $X_2 = j\omega L$

$$\Phi_{In} = \sqrt{(1 - n^2)^2 + n^2(R'_{н n} / X_1)^2} \approx nR'_{н n} / X_1;$$

при $X_1 = j\omega L$, $X_2 = 1/j\omega C$

$$\Phi_{In} = \sqrt{(1 - 1/n^2)^2 + 1/n^2(R'_{н n} / X_1)^2} \approx (1/n)R'_{н n} / X_1.$$

Видно, что, во-первых, для лучшей фильтрации высших гармоник нагрузку $R'_{н}$ целесообразно включать в индуктивную ветвь контура, а во-вторых, для повышения фильтрации необходимо уменьшать X_1 , что, однако, ведет к сужению полосы пропускания и, главное, к уменьшению КПД контура на частоте первой гармоники:

$$\eta_{\phi} = \frac{P_{н1}}{P_{вх1}} = \frac{0,5I_{н1}^2 R_{н1}}{0,5I_{н1}^2 R_{экр}} = \frac{R_{xx}}{R_{xx} + R'_{экр}} = \frac{1}{1 + R'_{экр}/X_1 Q_{xx}},$$

где $R_{экр} = R'_{экр} R_{xx} / (R'_{экр} + R_{xx})$ — сопротивление контура на основной частоте с учетом потерь в LC -элементах; $R'_{экр} = X_1^2 / R'_{н1}$ — сопротивление контура без учета потерь; $R_{xx} = X_1 Q_{xx}$ — сопротивление контура на основной частоте при отключенной нагрузке ($R'_{н1} = 0$); $Q_{xx} = Q_L Q_C / (Q_L + Q_C)$ — результирующая добротность L - и C -элементов; Q_L, Q_C — соответственно добротности индуктивности и конденсатора.

Противоречивость требований наибольшей фильтрации и наименьших потерь частично разрешается переходом к двух-, трехконтурным и более сложным цепям, в которых можно сформировать более прямоугольную АЧХ. Хотя при этом общее число LC -элементов возрастает, относительные реактивные токи в них существенно уменьшаются и КПД оказывается выше. Кроме того, поскольку требуется отфильтровывать только высшие гармоники, ВКС целесообразно строить не в виде полосового фильтра (ПФ), например, состоящего из параллельных и последовательных LC -контуров, настроенных на основную гармонику, а в виде ФНЧ, образованного последовательным соединением Γ -, T - и Π -цепочек, в которых в продольных ветвях включены индуктивности, а в поперечных — конденсаторы. При одинаковых значениях коэффициента фильтрации и добротности L - и C -элементов это снижает контурные токи и напряжения и уменьшает в них потери (примерно в 2 раза). Отметим, что схему на рис. 3.51 можно рассматривать как Γ -цепочку, которая при $X_1 = 1/j\omega C_1$, $X_2 = j\omega L_2$ является двухзвенным ФНЧ.

Рассмотрим построение ВКС в виде многозвенных ФНЧ, элементы которого перестраиваются при смене рабочей частоты передатчика. Такие ВКС применяются, в первую очередь в ламповых передатчиках мощностью выше 10...20 кВт, например, в виде Π -контура или двоянного Π -контура (рис. 3.52). Выбор числа LC -элементов ВКС и их величин определяется как требованиями к фильтрации высших гармоник, так и обеспечением заданной трансформации нагрузочных сопротивлений, например входного сопротивления антенны Z_A или фидера $Z_{вх\phi}$ в номинальное нагрузочное сопротивление лампы $R_{экр}$.

В качестве примера на рис. 3.53 приведены зависимости КПД от фильтрации второй гармоники по току Φ_{12} для одиночного ($m = 3$) и двоянного ($m = 5$) Π -контуров при $Z_{вх} = Z_{н} = R_{н}$, т. е. при резистивной

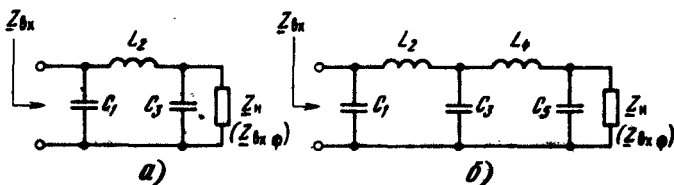


Рис. 3.52. Выходная колебательная система в виде П- и сдвоенного П-контуров

нагрузке и отсутствии трансформации сопротивлений, при добротностях $Q_{\text{кх}} = Q_L = 250$ и $Q_C = \infty$. Видно, что П-контур обеспечивает удовлетворительные характеристики (КПД не ниже 80...90 %) при $a_{\phi 1}$ не более 40...50 дБ. Переход к сдвоенному П-контур целесобразен только при более высоких требованиях к фильтрации. Исключение может быть при построении ВКС для передатчиков ДВ диапазона, в которых полоса пропускания в П-контуре может быть соизмерима или меньше полосы передаваемого сообщения. Поэтому для расширения полосы ВКС может быть оправдан переход к сдвоенному П-контур при $a_{\phi} < 40...45$ дБ ценой усложнения и даже незначительного снижения КПД.

В ВКС мощных передатчиков (250...500 кВт и выше) выделяют отдельно функции фильтрации и трансформации нагрузочных сопротивлений между отдельными звеньями или контурами. На рис. 3.54 показан пример построения ВКС вещательных КВ передатчиков мощностью 250...500 кВт. Промежуточное звено П ($C''_3 L_4 C'_3$) обеспечивает основную фильтрацию высших гармоник, не внося трансформации нагрузочных сопротивлений. В звене I индуктивность L_a вместе с выходной емкостью лампы $C_{\text{вых}}$ образует контур, настроенный на частоту ниже рабочей: $\omega_0 = 1/\sqrt{L_a C_{\text{вых}}} < \omega$. Поэтому на частоте ω контур представляет небольшое емкостное сопротивление и вместе с катушкой индуктивности L_2 и конденсатором C_3 трансформирует нагрузочное сопротивление R_n в $R_{\text{экв}}$. Звено III трансформирует входное сопротивление фидера (антенны) $Z_{\text{вх } \phi}$ в номинальное нагрузочное сопротивление R_n . Как и звено I, в котором сопротивление $L_a C_{\text{вых}}$ -контура на частотах высших гармоник емкостное, звено III представляет П-контур и вносит дополнительную фильтрацию высших гармоник в нагрузку.

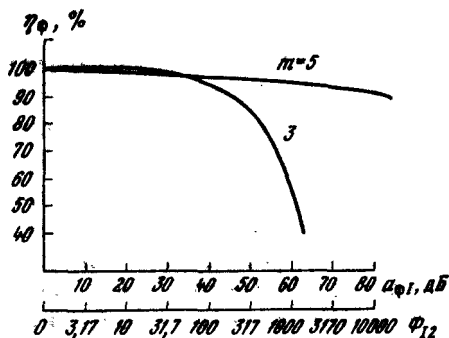


Рис. 3.53. Зависимость КПД ВКС от коэффициента фильтрации

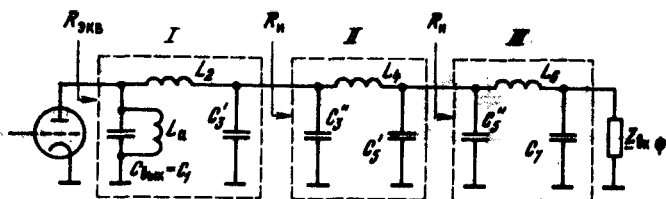


Рис. 3.54. Схема ВКС мощного лампового генератора

Нагрузкой передатчика является антенна, которая характеризуется номинальным сопротивлением $R_{\text{Аном}}$ и значением КБВ_А, определяющим на комплексной плоскости, аналогичной плоскости на рис. 3.15 для $R_{\text{вх ном}}$ и КБВ_{вх}, круг, в пределах которого входное сопротивление антенны может отклоняться от $R_{\text{Аном}}$. Для современных антенн КБВ_А = 0,7...0,8. Однако во многих случаях, например для радиовещательных передатчиков КВ диапазона, применяют антенны с КБВ_А до 0,5 и даже 0,3. Кроме того, фидер, соединяющий антенну с передатчиком, из-за $Z_{\phi} \neq R_{\text{Аном}}$ может тоже вносить заметные рассогласования и его входное сопротивление $Z_{\text{вх } \phi}$ может отклоняться от $R_{\text{Аном}}$ в еще больших пределах. Поэтому передатчик должен обеспечивать работоспособность при КБВ фидера (КБВ_А антенны), составляющем не более 0,2...0,5. Для этого согласующее устройство (звено III на рис. 3.54) должно обеспечивать на всех частотах рабочего диапазона трансформацию $Z_{\text{вх } \phi}$ или $Z_{\text{А}}$ в R_n (в случае ВКС в виде одного или сдвоенного П-контура, как на рис. 3.52, — трансформировать в $R_{\text{экв}}$).

В передатчиках малой и средней мощностей, особенно при работе на укороченную антенну (длина вибратора много меньше $\lambda/4$), величина $R_A \ll R_n$ или $R_{\text{экв}}$. В этом случае согласующее устройство с антенной должно скомпенсировать реактивную составляющую X_A (обычно $|X_A| \gg R_A$) и трансформировать только в сторону повышения R_A в R_n (или $R_{\text{экв}}$). Поэтому согласующее устройство может быть более простым — в виде Г-цепочки (рис. 3.55). Индуктивность L компенсирует реактивную составляющую входного сопротивления антенны ($|X_L| \geq |X_A|$) и вместе с емкостью C трансформирует R_A в R_n (или $R_{\text{экв}}$).

Поскольку требуется отфильтровывать только дискретные частоты — высшие гармоники (2ω , 3ω и т. д.), то можно устанавливать специальные резонансные контуры — последовательные (рис. 3.56,а) или параллельные (рис. 3.56,б), настраиваемые на частоты n -х гармоник, т. е. в ВКС включают дополнительные узкополосные режекторные фильтры. Обычно ограничиваются включением фильтров на наиболее интенсивные вторую и третью гармоники. Включение резонансных контуров в первую очередь целесообразно в передатчиках, работающих на

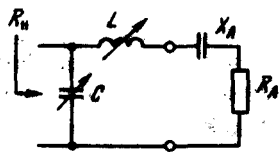


Рис. 3.55. Схема согласующего устройства

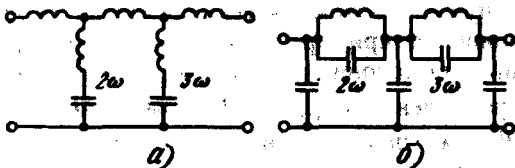


Рис. 3.56. Схемы включения дополнительных резонансных контуров, настроенных на вторую и третью гармоники

одной фиксированной частоте, например в телевизионных. Однако их часто устанавливают также в радиовещательных передатчиках ДВ, СВ, КВ диапазонов, которые работают на одной или нескольких заранее известных частотах, а потому могут быть осуществлены точная настройка и перестройка дополнительных фильтров на нужные гармоники.

В широкодиапазонных передатчиках, часто перестраиваемых, применение ВКС в виде многосвязных ФНЧ требует согласованной перестройки по определенному алгоритму всех LC -элементов в диапазоне частот (см. § 3.10). Возможно другое решение, исключающее трудоемкую ручную или сложную автоматическую перестройку индуктивностей и конденсаторов, надежность и срок службы которых заметно меньше, чем у постоянных, а также сокращающее время перехода с одной частоты на другую. Для этого на выходе передатчика включают один или k фильтров, переключаемых на отдельные поддиапазоны. Обычно фильтры проектируются без трансформации нагрузочного сопротивления ($R_{\text{вх ном}} \approx R_{\text{н ном}}$), и их принято называть *фильтрами гармоник* (ФГ).

На рис. 3.57 показана структурная схема такого устройства, которое содержит два переключателя или реле и только одно перестраиваемое

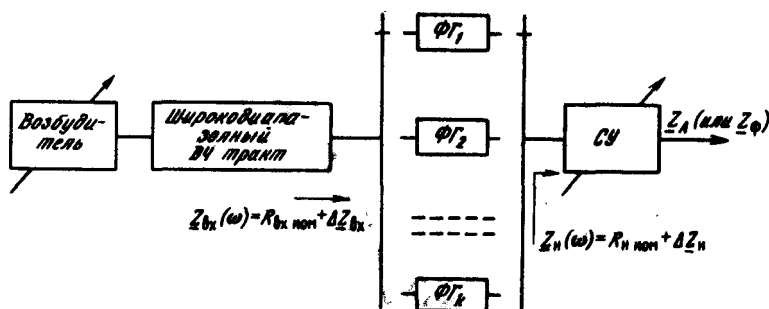


Рис. 3.57. Структурная схема широкодиапазонного ВЧ тракта с ВКС в виде переключаемых фильтров и согласующего устройства

вручную или автоматически согласующее устройство (см. § 3.10), обеспечивающее при перестройке по частоте и при смене антенны трансформацию на основной частоте Z_A или $Z_{вх\phi}$ в номинальное нагрузочное сопротивление $R_{н\text{ном}}$ с КБВ_н обычно не ниже 0,7...0,85.

Рассмотрим особенности построения переключаемых фильтров. Каждый i -й переключаемый фильтр проектируется на заданную неравномерность АЧХ δ или Δa в полосе пропускания от $\omega_{нi}$ до $\omega_{вi}$, в которой обеспечивается КБВ_ф на входе фильтра не ниже 0,7...0,9 при номинальном нагрузочном сопротивлении $R_{н\text{ном}}$.

При работе на рассогласованную нагрузку $Z_{н} \neq R_{н\text{ном}}$ с КБВ_н входное сопротивление фильтра оказывается в пределах круга на комплексной плоскости (см. рис. 3.15), определяемого КБВ_{вх} на его входе:

$$\text{КБВ}_{вх} = \text{КБВ}_{\phi} \text{КБВ}_{н}. \quad (3.30)$$

Поэтому ВЧ генератор должен проектироваться и обеспечивать работоспособность при КБВ его входной цепи, определяемом (3.30). Очевидно, что чем выше КБВ_н и КБВ_ф, тем легче проектирование и работа ВЧ генератора, но усложняется построение согласующего устройства (СУ) и фильтров. В каждом конкретном случае существуют оптимальные значения КБВ_н, КБВ_ф, при которых достигаются оптимальные характеристики СУ, фильтров и ВЧ генератора.

Исходя из требований к фильтрации высших гармоник, начиная со второй, каждый фильтр проектируется на заданное значение a_{ϕ} в полосе задержания от $\omega \geq 2\omega_{нi}$. По этой причине коэффициент перекрытия по частоте i -го фильтра не может быть более 2 ($K_{fi} < 2$). При этом по мере приближения $K_{fi} \rightarrow 2$ (так как $\omega_{вi} \rightarrow 2\omega_{нi}$) переходная область между полосами пропускания и задержания (от $\omega_{нi}$ до $2\omega_{нi}$ на рис. 3.58) сужается, что при заданных значениях Δa и a_{ϕ} потребует резкого усложнения (увеличения числа LC-элементов) фильтра. Поэтому практически K_{fi}

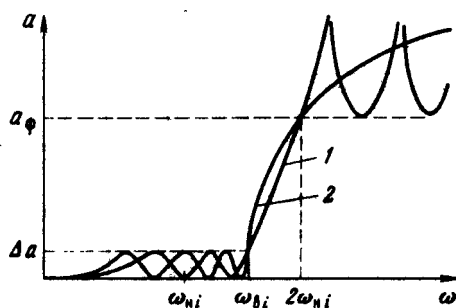


Рис. 3.58. Частотные характеристики ФНЧ Кауэра (1) и Чебышева (2)

выбирают от 1,6 до 1,8. Такие фильтры гармоник принято называть *полуоктавными*. Как показывают расчеты, наилучшими по наименьшему числу реактивных элементов при заданных значениях Δa , a_ϕ и $K_{\text{н}}$ оказываются так называемые ФНЧ Кауэра (рис. 3.59, а), которые содержат резонансные контуры, настроенные на определенные частоты полосы задержания. Амплитудно-частотная характеристика ФНЧ Кауэра приведена на рис. 3.58. Если исключить L - и C -элементы, показанные на рис. 3.59 штриховой линией, то переходим к ФНЧ Чебышева. При тех же значениях Δa , a_ϕ и $K_{\text{н}}$ эти фильтры требуют большего числа LC -элементов, но проще в настройке и обеспечивают нарастающее затухание в полосе задержания (см. рис. 3.58), что обуславливает достаточно широкое их применение на практике. Отметим, что ПФ Кауэра и Чебышева соответственно при тех же условиях требуют заметно большего числа LC -элементов.

Если нет дополнительных соображений и требований, то с позиции достижения минимального числа LC -элементов у всех k переключаемых фильтров целесообразно выбирать одинаковые коэффициенты перекрытия по частоте:

$$K_{\text{н}1} = K_{\text{н}2} = \dots = K_{\text{н}l} = \dots = K_{\text{н}k}. \quad (3.31)$$

При заданном коэффициенте перекрытия по частоте передатчика $K_{\text{н}} = \omega_{\text{вн}}/\omega_{\text{ни}}$ и известном $K_{\text{н}}$ можно определить число переключаемых фильтров: $k = \lg K_{\text{н}} / \lg K_{\text{н}1}$, которое округляют в большую сторону до целого числа. Например, для КВ передатчика, перекрывающего диапазон 1,5...30 МГц, потребуется пять-шесть фильтров.

На рис. 3.60 показаны частотные характеристики переключаемых фильтров. Важно отметить, что абсолютные рабочие полосы пропускания от $\omega_{\text{ни}}$ до $\omega_{\text{ви}}$ у всех ФНЧ существенно различаются. В нашем примере у первого фильтра полоса составляет примерно 1 МГц, а у последнего около 12 МГц.

Установка переключаемых фильтров с равными $K_{\text{н}}$ [см. (3.31)] характерна для транзисторных генераторов на частотах до 30...100 МГц. На

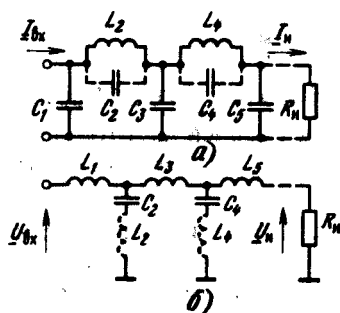


Рис. 3.59. Схемы ФНЧ Кауэра и Чебышева:

а — начинающиеся с параллельного конденсатора C_1 ; б — начинающиеся с последовательной катушки индуктивности L_1

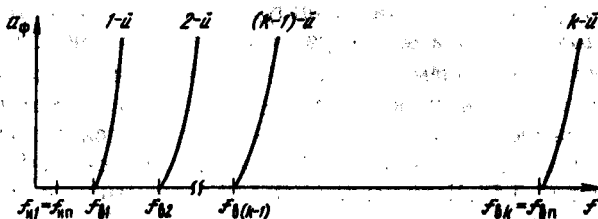


Рис. 3.60. Частотные характеристики k переключаемых ФНЧ

этих частотах выходная емкость транзисторов мало сказывается, поскольку $\alpha_{\text{вх}} < 0,05 \dots 0,1$, генераторы строят двухтактными на широкодиапазонных трансформаторах и при необходимости с суммированием мощностей в широкодиапазонных мостовых схемах, на выходе которых устанавливают переключаемые фильтры. В ламповых генераторах выходная емкость ламп сказывается уже на частотах выше $1 \dots 2$ МГц, поэтому $\alpha_{\text{вх}} > 0,05 \dots 0,1$. Здесь ВКС должна обеспечивать не только фильтрацию высших гармоник, но и выполнять функцию выходной согласующей цепи связи, т. е. проектировать ВКС необходимо с учетом $C_{\text{вых}}$ лампы и устанавливать непосредственно у анода лампы. Кроме того, из-за трудностей в построении двухтактных ламповых генераторов на широкодиапазонных трансформаторах при больших уровнях мощности (более $5 \dots 10$ кВт) генераторы строят по однотактной схеме. При работе лампы с отсечкой тока с θ , близким к 90° , для достижения напряжения на аноде, близкого к гармоническому, добротность выходной колебательной системы по входу $Q_{\text{вх}}(\omega) = \omega(C_1 + C_{\text{вых}})R_{\text{экв}}$ должна быть не ниже $2 \dots 4$ [14]. Сравнивая необходимое $Q_{\text{вх}}$ с допустимым $\alpha_{\text{вх}} = 0,5 \dots 1,0$ для низкочастотной (3.8а) и полосовой (3.8б) согласующих цепей, видим что только в последней может быть одновременно обеспечено высокое значение $Q_{\text{вх}} = 2 \dots 4$, а отсюда — гармоническое напряжение на аноде лампы и приемлемое согласование с нагрузкой в полосе частот от $\omega_{\text{н}}$ до $\omega_{\text{в}}$. Из (3.8б) и $Q_{\text{вх}}(\omega_{\text{н}}) = \omega_{\text{н}}(C_1 + C_{\text{вых}})$ находим

$$K_{\text{fl}} < 1 + \alpha_{\text{вх}} / Q_{\text{вх}}(\omega_{\text{н}}). \quad (3.32)$$

Если принять $\alpha_{\text{вх}} = 0,5 \dots 1,0$, а $Q_{\text{вх min}} = 2 \dots 4$, то $K_{\text{fl}} = 1,12 \dots 1,5$. По мере увеличения рабочей частоты добротность $Q_{\text{вх}}$ даже при $C_1 = 0$ может быть больше $Q_{\text{вх min}}$, отсюда K_{fl} переключаемого фильтра будет меньше (3.32).

На рис. 3.61 показано примерное построение переключаемых фильтров для лампового генератора. Все фильтры строятся полосовыми с равноколебательной (чебышевской) АЧХ с числом звеньев от двух-трех

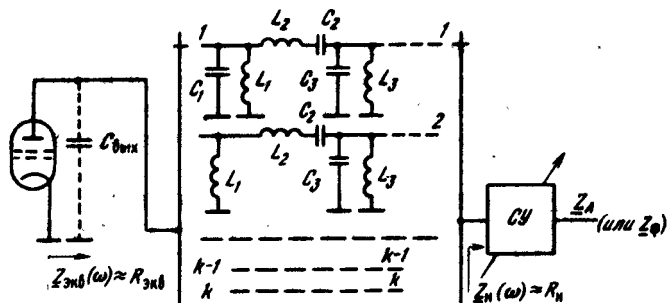


Рис. 3.61. Схема ВКС в виде переключаемых ПФ для лампового генератора

и более (в зависимости от требований к фильтрации высших гармоник). Только в первом (и может быть, во втором) фильтре включается конденсатор C_1 для получения требуемого $Q_{вх\ min}$. Во всех остальных фильтрах в качестве конденсатора первого параллельного контура используется выходная емкость лампы. Коэффициент перекрытия по частоте отдельных фильтров определяется по (3.32), и если по мере увеличения частоты $Q_{вх} > Q_{вх\ min}$, то и K_f при переходе от фильтра к фильтру становится все меньше. В то же время абсолютная полоса пропускания всех фильтров

$$\Delta\omega_i = \omega_{вi} - \omega_{нi} = \alpha_{вх} / (C_1 + C_{вых}) R_{экв} \quad (3.33)$$

при $C_1 = 0$ сохраняется примерно неизменной. Если абсолютная полоса оказывается недопустимо малой, единственной возможностью ее увеличения становится снижение номинального нагрузочного сопротивления лампы $R_{экв\ ном}$. Например, так поступают при построении согласующих цепей и выходных колебательных систем в ламповых каскадах телевизионных передатчиков (см. § 9.8).

Как правило, в схеме на рис. 3.61 номинальное нагрузочное сопротивление $R_{экв}$ для лампы много больше R_n , которое обеспечивает СУ с антенной. Поэтому в ПФ с помощью преобразования Нортонa [14] осуществляется необходимая трансформация нагрузочного сопротивления R_n в $R_{экв}$.

Достоинства переключаемых фильтров были отмечены выше, а главными их недостатками являются не только сложность в настройке и необходимость высокой точности изготовления L - и C -элементов (до 1%), но также большие габаритные размеры и масса, поскольку из k переключаемых фильтров в работе находится только один. Поэтому по сумме показателей, включая и экономические, данные фильтры оправданы в передатчиках мощностью до 15 кВт. Однако, когда жестко стоит вопрос времени перестройки с одной частоты на другую, такие фильтры используют в передатчиках значительно большей мощности.

Важно подчеркнуть, что схемы и характеристики перестраиваемых и переключаемых фильтров в сильной степени зависят от уровня (амплитуды) второй гармоники тока (напряжения) на входе и требований к ее ослаблению в нагрузке. В связи с этим в выходном каскаде передатчика необходимо добиваться максимального ослабления второй гармоники.

3.10. АВТОМАТИЧЕСКАЯ НАСТРОЙКА КОЛЕБАТЕЛЬНЫХ ЦЕПЕЙ И УСТРОЙСТВ СОГЛАСОВАНИЯ С НАГРУЗКОЙ

В автоматизированных необслуживаемых передатчиках должно обеспечиваться автоматическое поддержание режима работы, уровня колебательной мощности, качественных показателей при смене рабочей частоты, антенны и вида работы. В передатчиках относительно небольшой мощности все каскады выполняют широкодиапазонными. При смене рабочей частоты в возбuditеле здесь требуется только согласованно переключать выходные фильтры (ВКС) и перестраивать СУ с антенной (см. рис. 3.57). В передатчиках мощностью выше 10...20 кВт оконечные каскады выполняют ламповыми с резонансной нагрузкой. Перестройка их контуров и LC-элементов цепей связи с нагрузкой может быть ручной или автоматической. Рассмотрим общие принципы построения системы автонастройки контуров, регулировки связи с нагрузкой и некоторые конкретные способы их практической реализации.

Основными показателями автонастройки являются время настройки с одной частоты на другую, точность настройки, а также диапазон возможных перестроек. Поскольку одновременное обеспечение этих показателей находится в явном противоречии, то часто включают две системы автонастройки. Первая, относительно грубая система осуществляет автоперестройку контуров при смене частоты передатчика в широких пределах, например во всем рабочем диапазоне частот. Одновременно или после системы грубой настройки включается система точной настройки, обеспечивающая существенно большую точность, но только при изменениях частоты передатчика в сравнительно небольших пределах относительно резонансной частоты контура.

Грубую настройку можно осуществлять с помощью потенциометрических систем, следящих систем с частотным датчиком и некоторых других. Рассмотрим принцип действия потенциометрической системы (рис. 3.62). При смене рабочей частоты происходит изменение положения оси задающего потенциометра. В результате его согласование с положением оси органа механической настройки контура нарушается. Поэтому напряжения, снимаемые с потенциометров, пропорциональные углам поворота их осей, оказываются различными ($E_1 \neq E_2$). Сигнал ошибки $\Delta E = E_1 - E_2$ усиливается в усилителе постоянного тока УПТ и поступает на следящий электропривод — двигатель и редуктор, установленные на оси органа механической настройки, до полного согласо-

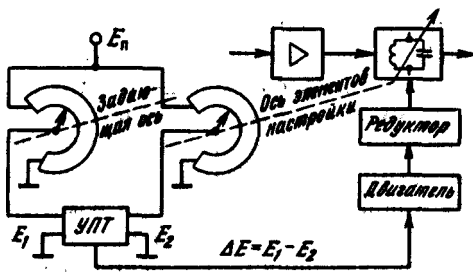


Рис. 3.62. Структурная схема потенциметрической системы автонастройки

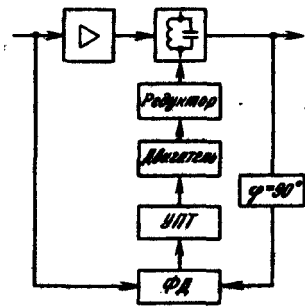


Рис. 3.63. Структурная схема настройки с фазовым датчиком

вания осей ($\Delta E = 0$). При работе передатчика на нескольких фиксированных частотах применяют переключаемые датчики положения оси по числу фиксированных частот и механические фиксаторы положения органа настройки. Это сокращает время перестройки, но несколько снижает ее точность.

Принцип работы следящей системы с частотным датчиком (ЧД) аналогичен принципу работы рассматриваемой ниже точной системы с фазовым датчиком (ФД). Здесь обеспечивается непосредственно автоматическая настройка контура от ВЧ сигнала, подлежащего усилению. Снимаемый с ЧД сигнал пропорционален расстройке ЧД относительно частоты ВЧ колебаний. Он усиливается в УПТ и поступает на следящий электропривод — двигатель и редуктор, которые подстраивают одновременно ЧД и контур до тех пор, пока сигнал с выхода ЧД не уменьшится до нуля. Точность перестройки контура зависит от степени согласования настройки ЧД и контура (для разных углов поворота электродвигателя).

Среди систем относительно точной настройки широкое применение получила система с ФД, показанная на рис. 3.63. Она основана на сравнении фаз напряжений на сетке и аноде лампы резонансного генератора, сдвиг которых при настройке составляет 180° . В то же время известно, что нулевое напряжение на выходе ФД соответствует фазовому сдвигу между сигналами, составляющему 90° . Поэтому для работы ФД одно из напряжений сдвигают на 90° включением фазовращателя (см. рис. 3.63). Если анодный контур расстроен, то на выходе ФД появляется напряжение $E_{\text{вых}} > 0$, которое усиливается УПТ и воздействует на систему управления двигателем настройки контура. 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 устройств. 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, не используются из-за малых допустимых напряжений и токов, низкой добротности и трудностей отвода тепла, рассеиваемого в них диэлектрике.

Рассмотрим некоторые варианты построения системы автоматической регулировки связи с нагрузкой. Согласно характеристикам, приведенным на рис. 2.31, а, номинальному режиму лампового генератора ($R_{\text{экв}} = R_{\text{экв ном}}$) соответствуют определенные значения $I_{\text{а0}}$, $I_{\text{с20}}$ и $U_{\text{а}}$, причем важно, что с ростом $R_{\text{экв}}$ постоянная составляющая тока анода снижается, а постоянная составляющая тока экранной сетки и ВЧ напряжение на аноде возрастают и, следовательно, возрастают отношения $U_{\text{а}}/I_{\text{а0}}$, $I_{\text{с20}}/I_{\text{а0}}$. Однако, если

$$\frac{U_{\text{а}}}{I_{\text{а0}}} = \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)} R_{\text{экв}}$$

с точностью до множителя α_1/α_0 , зависящего только от угла отсечки анодного тока, определяет нагрузочное сопротивление, то $I_{\text{с20}}/I_{\text{а0}}$ в сильной степени зависит от многих параметров лампы и цепей питания. Для автоматической регулировки связи с нагрузкой обычно используют первый критерий. Для этого в цепь постоянной составляющей анодного тока (рис. 3.64) включают резистор R_1 , на котором создается падение напряжения E_1 , пропорционального току $I_{\text{а0}}$.

С анода лампы через емкостный делитель $C_1 C_2$ ВЧ напряжение подается на детектор. После детектирования на резисторе R_2 получают напряжение E_2 , пропорциональное $U_{\text{а}}$. Оба напряжения подают на схему сравнения. Усиленное разностное напряжение $\Delta E = E_1 - E_2$ поступает на привод регулировки конденсатора связи с нагрузкой $C_{\text{св}}$. Предварительно при определенной нагрузке настройкой конденсатора $C_{\text{св}}$ добиваются номинального режима ($R_{\text{экв}} = R_{\text{экв ном}}$), а регулировкой R_1 и R_2 добиваются равенства напряжений E_1 и E_2 . Если нагрузка изменится, станут другими величины $I_{\text{а0}}$, $U_{\text{а}}$ и $E_1 \neq E_2$. Под действием сигнала ошибки $\Delta E = E_1 - E_2$ система привода подстроит конденсатор $C_{\text{св}}$ так, чтобы $\Delta E = 0$.

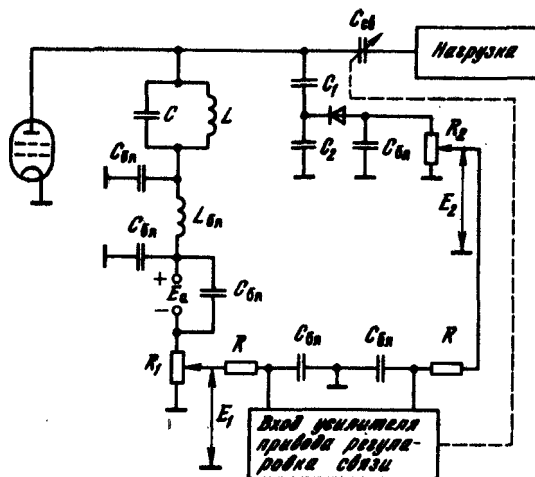


Рис. 3.64. Структурная схема автозагрузки

В широкодиапазонных передатчиках на выходе колебательной системы (см. рис. 3.57) устанавливают автоматическое СУ (АСУ), которое при смене рабочей частоты или антенны должно перестраиваться так, чтобы трансформировать сопротивление антенны Z_A в номинальное нагрузочное сопротивление передатчика $R_{ном}$, например, равное 50 или 75 Ом.

На рис. 3.65 приведена структурная схема АСУ. В нее входят элементы грубой и плавной настроек, датчики модуля и фазы $Z_{ц}$, системы автоматической настройки по модулю и фазе, блок управления грубой настройки. Автоматическое СУ часто дополняется детектором выходной мощности передатчика. Сигнал с детектора говорит о наличии мощности, поступающей с передатчика, и дает команду на включение блока управления грубой настройки. Он также служит для контроля мощности, поступающей в элементы АСУ, и дает дополнительную информацию о настройке контуров, в частности сигнализирует об аварийной ситуации. Кроме того, сигнал с детектора может поступать на систему автоматического регулирования мощности передатчика (АРМ).

Система АСУ работает следующим образом. При включении передатчика или перестройке его по частоте элементы грубой и точной настроек устанавливают каждый раз в исходные положения, в частности индуктивность связи $L_{св}$ отключают, а индуктивность настройки L_n делают минимальной. Поэтому в начальный момент настройки сопро-

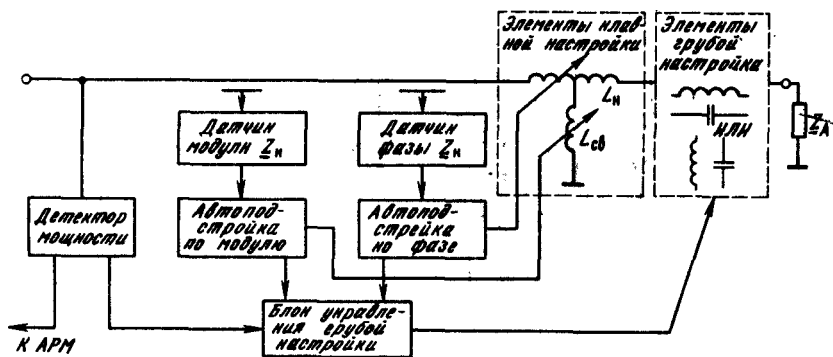


Рис. 3.65. Структурная схема автоматического согласующего устройства

тивление антенны Z_A подключается к датчикам модуля и фазы через малое сопротивление $j\omega L_{н\text{тин}}$.

Датчик фазы Z_n определяет величину и характер (емкостной или индуктивный) реактивной составляющей сопротивления нагрузки Z_n . При емкостной и индуктивной расстройках выходной сигнал имеет разные знаки. Аналогично разной будет полярность сигнала с выхода датчика модуля Z_n при $|Z_n| > R_{н\text{ном}}$ и $|Z_n| < R_{н\text{ном}}$. Поскольку окончательный каскад обычно не допускает работу на сильно рассогласованную нагрузку, во время настройки датчики работают при пониженной мощности окончательного каскада либо вообще при выключенном окончательном каскаде от сигнала, снимаемого с предыдущих каскадов или возбуждателя передатчика.

Сигналы с датчиков модуля и фазы Z_n поступают на пороговые устройства в блоках автонастроек по модулю и фазе. Если они превышают пороговые значения, то выдается команда в блок управления грубой настройки. В зависимости от величины и знака рассогласования по реактивной составляющей и по модулю Z_n дискретно подключается последовательно или параллельно с сопротивлением Z_A элемент грубой настройки $L_{гр}$ или $C_{гр}$. Подбор величины $L_{гр}$ или $C_{гр}$ происходит до тех пор, пока сигналы с датчиков модуля и фазы не станут превышать пороговые уровни. После этого осуществляется точная настройка с помощью $L_{св}$ и L_n -элементов, в качестве которых используются ферровариометры. При этом индуктивность $L_{св}$ в первую очередь влияет на коэффициент трансформации сопротивлений, а индуктивность L_n — на величину X_n . Точная настройка заканчивается, когда входное сопротивление антенны Z_A трансформируется в номинальное $Z_n = R_{н\text{ном}}$, при котором сигналы с выходов датчиков модуля и фазы равны нулю.

Практически обеспечивается $Z_{\text{н}}$, близкое к $R_{\text{н ном}}$, с допустимым отклонением $\Delta Z_{\text{н}}$ в пределах круга КБВ_н = 0,7...0,9 на комплексной плоскости $Z_{\text{н}}$ (см. рис. 3.15). После этого переходят в номинальный режим по мощности или просто включают оконечный каскад передатчика.

Все более широкое применение ЭВМ и микропроцессорных устройств позволяет перейти к автоматизированной настройке и перестройке многоконтурных ВКС. Рассмотрим основные принципы (алгоритм) настройки многозвенных ВКС на примере схемы, приведенной на рис. 3.54.

На всех реактивных элементах ВКС устанавливаются датчики, измеряющие в них напряжения U_L , U_C и токи I_L , I_C первой гармоники. По отношению U_L/I_L , U_C/I_C в процессе настройки определяются действительные значения реактивных сопротивлений L - и C -элементов.

Предварительно рассчитываются требуемые добротности нагруженных контуров первого и второго звеньев ВКС (см. рис. 3.54) либо непосредственно значения реактивных сопротивлений, входящих в них L - и C -элементов. Исходными данными для расчета являются обеспечение заданной фильтрации высших гармоник в нагрузке при достаточно высоком КПД и трансформация номинального нагрузочного сопротивления $R_{\text{н ном}}$ в номинальное сопротивление генератора $R_{\text{экв ном}}$. В результате расчетов в память ЭВМ закладываются величины L - и C -элементов первого и второго звеньев ВКС на ряде фиксированных частот (например, 128 или 256 в диапазоне 3...30 МГц).

Для данной конкретной антенны, с которой работает передатчик, предварительно измеряется ее комплексное входное сопротивление $Z_A(\omega)$ или входное сопротивление фидера, нагруженного на эту антенну на данной частоте ω . Из условия трансформации $Z_A(\omega)$ или $Z_{\text{вх ф}}(\omega)$ в $R_{\text{н ном}}$ рассчитываются необходимые величины реактивных элементов третьего звена ВКС. В результате таких расчетов аналогично в память ЭВМ закладываются требуемые величины L - и C -элементов третьего звена на том же ряде фиксированных частот.

При переходе ВЧ генератора или передатчика на другую рабочую частоту ЭВМ выдает для ближайшей фиксированной частоты расчетные величины L - и C -элементов первого и второго фильтрующих и третьего согласующего звеньев ВКС. После этого с помощью приводов устанавливаются дискретной и плавной настройкой величины индуктивностей и емкостей всех трех звеньев ВКС, близкие к расчетным. Затем включается ВЧ генератор (передатчик), обычно при пониженных напряжениях питания и амплитуде возбуждения, так что ориентировочно обеспечивается мощность, равная половине номинальной. Далее производится подстройка L - и C -элементов последовательно третьего, второго и первого звеньев ВКС. Критерием подстройки является наи-

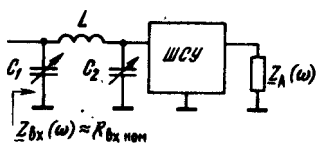


Рис. 3.66. Схема согласующего устройства

ний, а выходная мощность ВЧ генератора (передатчика) приближается к расчетной величине.

Высокая точность, с одной стороны, и большая сложность операций перестройки и настройки, занимающих значительное время, с другой стороны, заставляют разработчиков искать иные технические решения.

Так, можно перед антенной (рис. 3.66) установить неперестраиваемое широкодиапазонное согласующее устройство (ШСУ), которое в рабочем диапазоне частот обеспечивает трансформацию сопротивления $Z_A(\omega)$ в $Z_{вх\ ШСУ}(\omega)$ с КБВ_{вх} относительно $R_{вх\ ном}$ не ниже 0,5. При этом учитывается нестабильность $Z_A(\omega)$ в процессе эксплуатации передатчика. Автоматически подстраиваемое СУ выполняется в виде простейшего П-контура, емкости конденсаторов которого могут меняться, например, дискретно с помощью переключателей на *p-i-n* диодах. В передатчиках небольшой мощности в качестве конденсаторов используют варикапы (варакторы), управляемые напряжением. Важно, что П-контур осуществляет сравнительно небольшую трансформацию $Z_{вх\ ШСУ}(\omega)$, изменяющегося в пределах круга КБВ $\geq 0,5$ (см. рис. 3.15), в $Z_{вх}(\omega) \approx R_{вх\ ном}$.

Если антенна широкодиапазонная и ее входное сопротивление в процессе эксплуатации меняется незначительно, можно вообще отказаться от перестраиваемого СУ. При этом режим работы ЭП может сохраняться близким к оптимальному и, главное, обеспечиваться неизменность мощности в нагрузке передатчика. Структурная схема такого устройства представлена на рис. 3.67.

На выходе ЭП устанавливается ВКС в виде неперестраиваемого ШСУ₁, которое компенсирует шуитирующее действие выходной емкости транзистора (лампы), либо просто фильтрующая цепь связи. Колебания на выходе ШСУ₁ должны быть достаточно гармоническими, чтобы высшие гармоники не нарушали работу системы авторегулирования режима (АРР). К ШСУ₁ подключен направленный ответвитель (НО), выполненный в виде квадратурного моста со слабой связью (порядка 20 дБ). За НО следует второе неперестраиваемое ШСУ₂, которое компенсирует реактивную составляющую сопротивления антенны $Z_A(\omega)$ и

большее приближение отношений напряжения и тока первой гармоники в каждом L- и C-элементах к расчетным, т. е. приближение их реактивных сопротивлений $X_L \rightarrow X_{L\ расч}$, $X_C \rightarrow X_{C\ расч}$. При этом $Z_{вх}$ ВКС приближается к $R_{экв\ ном}$. После этого напряжение питания и амплитуда возбуждения ВЧ генератора увеличиваются до номинальных значений.

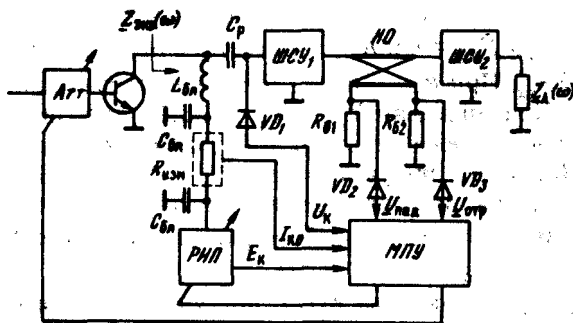


Рис. 3.67. Структурная схема непереустройваемого согласующего устройства с автоматической регулировкой режима работы ЭП

трансформирует ее резистивную составляющую $R_A(\omega)$ до номинальной величины $R_{н\text{ ном}}$, равной 50 или 75 Ом в рабочем диапазоне частот. Важно, чтобы согласование всего тракта (от антенны до выхода электронного прибора) было достаточно высоким, т. е. КБВ на входе ШСУ₁ было не ниже 0,5.

Колебания с выхода генератора через ШСУ₁, НО и ШСУ₂ поступают в антенну. При этом незначительная их часть (порядка 10^{-2} по мощности) отвлекается в R_{61} НО. Из-за неточного согласования с антенной отраженные колебания проходят в обратном направлении: ШСУ₂, НО, ШСУ₁ и далее в генератор. При этом небольшая их часть также отвлекается в R_{62} НО. После амплитудных детекторов (VD_2 и VD_3 на рис. 3.67) информация о напряжениях прямого $U_{\text{пад}}$ и отраженного $U_{\text{отр}}$ колебаний поступает в микропроцессорное устройство МПУ. В результате соответствующей обработки МПУ выдает на дисплей сообщения о величинах: 1) мощности P_n , поступающей в нагрузку, и ее отклонениях от номинального значения $P_{н\text{ ном}}$; 2) КБВ $= (U_{\text{пад}} - U_{\text{отр}}) / (U_{\text{пад}} + U_{\text{отр}})$ на входе ШСУ₂. Если КБВ ниже допустимого значения, например при обрыве или замыкании антенны, то МПУ дает команду на отключение возбуждения и напряжения коллекторного питания транзистора. Наряду с контролирующей функцией и защитой при рассогласовании МПУ выполняет задачу АРР. Для этого на него с соответствующих датчиков поступает информация о напряжении питания E_K , постоянной составляющей тока I_{K0} и амплитуде переменного напряжения на коллекторе U_K (амплитудный детектор VD_1 на рис. 3.67). На базе этих данных, а также отклонения P_n от $P_{н\text{ ном}}$ МПУ вырабатывает сигналы для регулирования напряжения E_K (с помощью регулируемого источника питания — РИП) и амплитуды импульса коллекторного тока (аттенуатором во входной цепи генератора).

Поясним это на примере «резистивного» рассогласования, когда $Z_{\text{экв}}(\omega) = R_{\text{экв}}$ при $X_{\text{экв}} = 0$ и $R_{\text{экв}}$ изменяется в пределах от $R_{\text{экв ном}}$ до $R_{\text{экв ном}}/K_{\text{БВ вх}}$. При $R_{\text{экв}} = R_{\text{экв ном}}$ обеспечивается граничный режим и $P_{\text{н}} = P_{\text{н ном}}$. При снижении $R_{\text{экв}} = R_{\text{экв ном}}/K_{\text{БВ вх}}$ транзистор переходит в недонапряженный режим, в котором $U_{\text{к}}$ уменьшается при сохранении $I_{\text{к0}} = \text{const}$. Наоборот, при увеличении $R_{\text{экв}} = R_{\text{экв ном}}/K_{\text{БВ вх}}$ транзистор переходит в перенапряженный режим, в котором снижаются $I_{\text{к0}}$ и $I_{\text{к1}}$ при сохранении $U_{\text{к}} \approx \text{const}$. При обоих рассогласованиях $P_{\text{н}}$ уменьшается относительно $P_{\text{н ном}}$ (см. рис. 2.31).

Сигналы, вырабатываемые МПУ, поступают на управляемый аттенуатор и РИП таким образом, чтобы импульс коллекторного тока и коллекторное напряжение изменялись следующим образом:

при $R_{\text{экв}} = R_{\text{экв ном}}/K_{\text{БВ вх}}$

$$I_{\text{к0}}/I_{\text{к0 ном}} \approx I_{\text{к1}}/I_{\text{к1 ном}} \sim 1/\sqrt{K_{\text{БВ вх}}}; \quad E_{\text{к}}/E_{\text{к ном}} \approx U_{\text{к}}/U_{\text{к ном}} \sim \sqrt{K_{\text{БВ вх}}};$$

при $R_{\text{экв}} = R_{\text{экв ном}}$

$$I_{\text{к0}}/I_{\text{к0 ном}} \approx I_{\text{к1}}/I_{\text{к1 ном}} \sim \sqrt{K_{\text{БВ вх}}}; \quad E_{\text{к}}/E_{\text{к ном}} \approx U_{\text{к}}/U_{\text{к ном}} \sim 1/\sqrt{K_{\text{БВ вх}}}.$$

Тогда при рассогласованиях мощность $P_{\text{н}} = 0,5I_{\text{к1}}U_{\text{к}}$ оказывается близкой к номинальной $P_{\text{н ном}} = 0,5I_{\text{к1 ном}}U_{\text{к ном}}$, а режим работы — близким к граничному. Это поясняют эюры $i_{\text{к}}(\omega t)$, $e_{\text{к}}(\omega t)$ и динамические линии $i_{\text{к}}(e_{\text{к}})$ на рис. 3.68: 1 — при $R_{\text{экв}} = R_{\text{экв ном}}$; 2 — при $R_{\text{экв}} = R_{\text{экв ном}}/K_{\text{БВ вх}}$; 3 — при $R_{\text{экв}} = R_{\text{экв ном}}/K_{\text{БВ вх}}$.

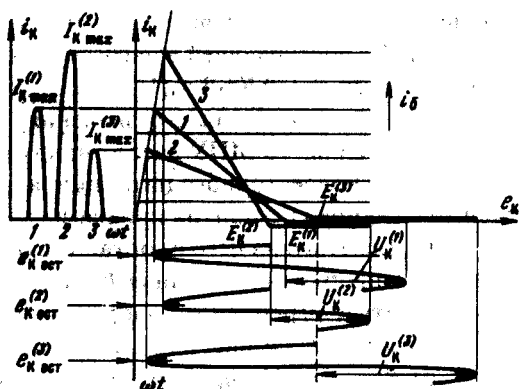


Рис. 3.68. Динамические линии $i_{\text{к}}(e_{\text{к}})$ и эюры тока $i_{\text{к}}(\omega t)$ и напряжения $e_{\text{к}}(\omega t)$ при номинальной нагрузке и при резистивном рассогласовании

Значение $P_{н\text{ ном}}$ содержится в памяти МПУ в результате предварительных измерений на согласованной нагрузке $R_{н\text{ ном}} = 50$ или 75 Ом. Для достижения граничного режима в МПУ рассчитывают двумя способами остаточное напряжение на коллекторе $e_{\text{Кост}} = E_{\text{к}} - U_{\text{к}}$ и $e_{\text{Кост}}^{(2)} = r_{\text{нас}} I_{\text{Кмах}}$. В процессе авторегулирования приближают одно значение $e_{\text{Кост}}$ к другому. В результате достигают $P_{н} = P_{н\text{ ном}}$ при работе транзистора в граничном режиме.

Переход к АРР позволяет полностью отказаться от механической (и электронной) настройки L - и C -элементов и, как правило, повысить надежность и быстродействие.

В ряде случаев в передатчиках требуется автоматическая регулировка фазы ВЧ колебаний. Например, при сложении мощности нескольких передатчиков в пространстве (см. рис. 3.36) регулировкой фазы можно изменять диаграмму направленности антенн и добиваться эффективно-го суммирования в нужном направлении. Фазовращатели целесообразно устанавливать между возбудителем и ВЧ трактом, чтобы они работали при малом уровне сигнала и вносили малые искажения. Особенностью является то, что здесь могут потребоваться большие фазовые сдвиги, поэтому (особенно на СВЧ) при построении фазированных антенных решеток устанавливают дискретные фазовращатели, например на $0, 90, 180$ и 270° .

При суммировании мощностей ВЧ колебаний в мостовых схемах (см. рис. 3.8) разбаланс амплитуд в 2 раза (по мощности в 4 раза) снижает КПД моста всего на 10%. В то же время разбаланс фаз на 90% понижает КПД до 50%. При этом резко возрастает мощность, рассеиваемая в балластной нагрузке R_6 (с нуля до $0,5 P_{\text{пер}}$).

Очень часто R_6 просто не рассчитано на большие мощности, а при выходе из строя одного из суммируемых генераторов включается система обхода моста (см. § 9.4). Чтобы избежать в первую очередь потерь в R_6 и повысить мощность в полезной нагрузке, необходимо обеспечить равенство амплитуд и фаз (или постоянного сдвига фаз) ВЧ колебаний, поступающих на входы моста сложения. В процессе работы соотношение амплитуд колебаний суммируемых ВЧ генераторов обычно остается достаточно постоянным без применения специальных мер, разность же фаз может меняться на единицы — десятки градусов, особенно в многокаскадных резонансных ВЧ трактах из-за разброса параметров активных приборов и элементов схемы. В частности, из-за различных условий прогрева могут также меняться фазовые характеристики суммируемых генераторов. Это вызывает необходимость применения специальных устройств для управления фазами ВЧ колебаний суммируемых генераторов.

На рис. 3.69 показана структурная схема автоматического фазирования двух генераторов. С выходов ВЧ генераторов (перед входами моста сложения) через элементы связи сигналы подаются на фазовый детектор

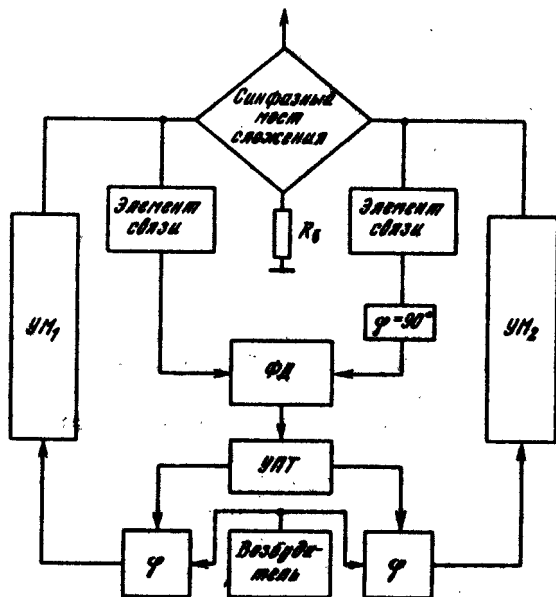


Рис. 3.69. Структурная схема автоподстройки фазы ВЧ колебаний

ФД. Назначение фазовращателя $\varphi = 90^\circ$ в одной из соединительных линий такое же, как в схеме на рис. 3.63. Отметим, что если ВЧ генераторы суммируются на квадратурном мосте, то этот фазовращатель исключается. Сигнал с выхода ФД, пропорциональный разности фаз ВЧ колебаний, после усиления в УПТ поступает на управляемые фазовращатели. Благодаря тому, что фазовращатели в каждом ВЧ тракте дают одновременно фазовые сдвиги, противоположные по знаку, абсолютная величина необходимого сдвига фазы будет в 2 раза меньше, чем в случае установки только одного фазовращателя в одном из ВЧ трактов. Кроме того, два фазовращателя вносят одинаковые амплитудные и фазовые искажения в оба ВЧ тракта.

Контрольные вопросы

1. Какие требования предъявляются ко входным, межкаскадным и выходным цепям связи? Какие из них являются первостепенными?
2. Почему цепи связи целесообразно строить по структуре фильтров нижних частот?
3. При каких условиях в качестве L - и C -элементов цепей связи можно использовать отрезки длинных линий?
4. В чем состоят основные принципы построения широкодиапазонных генераторов? Как это отражается на построении цепей связи для них?

5. Нарисуйте схему трансформатора на отрезках длинных линий с коэффициентом трансформации сопротивлений 1:16 при симметричном входе и выходе.
6. Что ограничивает полосу согласования выходных цепей связи?
7. Что ограничивает полосу согласования входных цепей связи ламповых и транзисторных генераторов?
8. Зачем применяются и как строятся цепи коррекции АЧХ транзисторных широкодиапазонных генераторов?
9. Нарисуйте схему параллельного питания в цепях анода и управляющей сетки лампового ГВВ. Каковы ее преимущества и недостатки?
10. Нарисуйте схему последовательного питания в цепях анода и управляющей сетки лампового ГВВ. Каковы ее преимущества и недостатки?
11. В чем состоят особенности построения цепей накала лампового генератора при питании переменным током?
12. В чем состоят особенности цепей питания лампового генератора по схеме с общей сеткой?
13. Почему ограничиваются параллельным включением не более двух-трех электронных приборов?
14. Всегда ли применение двухтактных генераторов связано с задачей повышения мощности? Почему в ламповой технике отказываются от двухтактного построения, а в транзисторной двухтактные генераторы используются шире?
15. Какие целесообразно применять мостовые схемы при построении передатчика, перекрывающего диапазон 1,5...30 МГц?
16. Почему на практике широко применяют квадратурные мостовые схемы, несмотря на большую сложность их практической реализации?
17. Как осуществляют перестройку узкодиапазонных колебательных систем?
18. Какое число переключаемых фильтров необходимо для построения ВКС транзисторного передатчика диапазона 1,5...30 МГц?
19. Какие основные принципы построения схем автоматической настройки контуров?
20. Какие основные принципы построения схем автоматического согласования с нагрузкой?

Глава 4. Возбудители радиопередатчиков

4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

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 (рис. 4.1), состоящее в общем случае из синтезатора частоты (СЧ), вырабатывающего 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 генераторов.

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

Требования к стабильности частоты возбудителя определяют

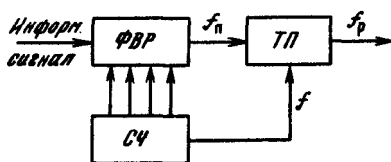


Рис. 4.1. Структурная схема возбудителя

ся допустимыми нестабильностями частоты радиопередатчика, зависящими от его диапазона и назначения. Часть этих требований, рекомендованных «Нормами на допустимые отклонения частоты радиопередатчиков всех категорий и назначений», приведены в табл. 4.1. Они во многом определяются электромагнитной совместимостью радиосредств.

Таблица 4.1

Полоса частот (включая верхний и исключая нижний пределы), кГц	Категория станции	Допустимые отклонения частоты, Гц
10...535	Радиовещательные	10
535...1605	«	10
1605...4000	Подвижные для судов:	
	спасательных	30
	воздушных	20
	Радиовещательные	10
(4...29,7)·10 ³	Сухопутные береговые станции мощностью:	
	500 Вт и менее	50
	Более 500 Вт до 5 кВт	30
	Радиовещательные	10
(29,7...100)·10 ³	Радиовещательные (кроме телевизионных) мощностью, Вт:	
	50 и менее	50
	Более 50	20
	Радиовещательные (телевизионные звук и изображение) мощностью, Вт:	
	1000 и менее	40
	Более 1000	100
	Космические	30

Сигнал на выходе возбудителя в общем случае можно представить в виде квазигармонического колебания со случайно изменяющимися амплитудой $U(t)$ и фазой $\varphi(t)$:

$$u(t) = U(t)\cos[\omega_0 t + \varphi(t)] = [U_0 + \Delta U(t)]\cos \psi(t),$$

где U_0 — среднее значение амплитуды колебаний; $\Delta U(t)$ — отклонение амплитуды от ее среднего значения; $\psi(t)$ — полная текущая фаза колебаний. Случайные функции $\Delta U(t)$ и $\psi(t)$ характеризуют паразитную

амплитудную и фазовую (частотную) модуляции, которые всегда имеют место в реальном источнике колебаний.

Мгновенная частота колебаний $\omega(t) = d\psi/dt = \omega_0 + \Delta\omega(t)$, где $\Delta\omega(t)$ — отклонение мгновенного значения частоты от среднего значения ω_0 .

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

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

где $S_{\omega}(\omega)$ — энергетический спектр 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 $S_{\varphi}(\omega)$ — энергетический спектр флуктуаций фазы.

Отметим, что энергетический спектр флуктуаций частоты может быть всегда выражен через спектр 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 $\omega \rightarrow 0$ [2]. Это приводит к тому, что в данном случае для оценки изменения частоты нельзя использовать (4.1) [интеграл (4.1) расходится]. По этой же причине не существует и дисперсия фазовых флуктуаций, определяемая (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 , то 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 среднеквадратическое значение паразитного отклонения частоты $\tilde{\sigma}_{\omega}$ в ряде случаев принимается в качестве характеристики абсолютной нестабильности частоты возбудителя. Величина же средне-

квадратического значения паразитного изменения фазы $\tilde{\sigma}_\varphi$ характеризует фазовую неустойчивость. Например, для синтезаторов частот первого класса для передающих устройств магистральной радиосвязи, работающих в диапазоне 1,5...60 МГц, согласно ГОСТу $\tilde{\sigma}_\omega \leq 3$ Гц, $\tilde{\sigma}_\varphi \leq 3^\circ$ в полосе частот 300...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 $D = 20\lg(U_{\text{пэф}}/U_{\text{эф}})$, где $U_{\text{пэф}}$ — 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 синтезатора 2-го класса уровень побочных составляющих в полосе 3000 Гц при отстройке от номинального значения частоты от 20 до 200 кГц не более 80 дБ.

Уровень дискретных побочных составляющих выходного колебания возбудителя определяется соотношением $D_d = 20\lg(U_{\text{эфд}}/U_{\text{эф}})$, где $U_{\text{эфд}}$ — эффективное значение напряжения дискретной побочной составляющей спектра выходного колебания; $U_{\text{эф}}$ — эффективное значение суммарного напряжения всех составляющих этого колебания. В современных возбудителях величина $D_d = 80...90$ дБ.

В возбудителях предусматриваются органы управления, осуществляющие его включение, выключение и установку частоты выходного колебания. Управление возбудителем может быть ручным или дистанционным. При этом важным параметром возбудителя является время установки его частоты (инерционность перестройки). Под временем установки частоты согласно ГОСТу понимается время между моментом окончания команды перестройки (при дистанционном управлении) или окончания 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 нагрузке 50...75 Ом.

Как уже указывалось, в состав возбудителя входит синтезатор частоты (см. рис. 4.1). Одним из основных элементов синтезатора является высокостабильный автогенератор — источник колебаний высокой частоты. Именно этот опорный генератор определяет общую неустойчивость частоты возбудителя.

4.2. ТРАНЗИСТОРНЫЕ АВТОГЕНЕРАТОРЫ

Любой автогенератор является нелинейным устройством, преобразующим энергию источников питания в энергию радиочастотных коле-

баний. В отличие от усилителей (генераторов с внешним возбуждением) в автогенераторе колебания на выходе возникают самостоятельно в отсутствие внешних воздействий. В состав автогенератора, как известно, обязательно входят источник питания, усилитель, колебательная система 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.

В настоящее время, как правило, все автогенераторы в возбудителях выполняются с использованием транзисторов в качестве усилительных элементов. Невысокие рабочие напряжения транзисторов (в сравнении с лампами) определяют пониженное напряжение и малую рассеиваемую мощность на колебательной системе, что повышает стабильность частоты транзисторных автогенераторов и их долговечность в сравнении с ламповыми схемами. 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, обобщенная схема которого приведена на 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 использовании 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 напряжением в схеме автогенератора соотношениями

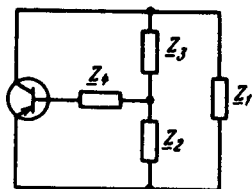


Рис. 4.2. Трехточечная схема автогенератора

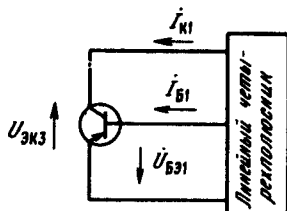


Рис. 4.3. Обобщенная схема транзисторного автогенератора

между их первыми гармониками. Обоснованием такого предположения является гармонический характер напряжений на коллекторе и базе транзистора, определяемый высокой добротностью колебательной системы (потери в элементах контура $\underline{Z}_1 - \underline{Z}_3$ 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], что при таком представлении транзистора существует связь между напряжениями и токами, определяемая системой усредненных по первой гармонике y -параметров:

$$\dot{I}_{B1} = y_{11} \dot{U}_{BЭ1} + y_{12} \dot{U}_{КЭ}, \quad \dot{I}_{K1} = y_{21} \dot{U}_{BЭ1} + y_{22} \dot{U}_{КЭ}, \quad (4.3)$$

где

$y_{21} = S_{cp} = \dot{I}_{K1} / \dot{U}_{BЭ1} |_{\dot{U}_{КЭ} = 0}$ — средняя крутизна транзистора;

$y_{22} = \dot{I}_{K1} / \dot{U}_{КЭ} |_{\dot{U}_{BЭ1} = 0}$ — выходная проводимость;

$y_{11} = \dot{I}_{B1} / \dot{U}_{BЭ1} |_{\dot{U}_{КЭ} = 0}$ — входная проводимость;

$y_{12} = \dot{I}_{B1} / \dot{U}_{КЭ} |_{\dot{U}_{BЭ1} = 0}$ — проводимость обратной реакции.

Все параметры транзистора вследствие его инерционности (см. гл.2) являются комплексными величинами.

Для линейного четырехполюсника, подключенного к транзистору, связь между токами \dot{I}_{K1} и \dot{I}_{B1} и напряжениями $\dot{U}_{КЭ1}$ и $\dot{U}_{BЭ1}$ записывается через h -параметры:

$$\dot{U}_{BЭ1} = h_{11} \dot{I}_{B1} + h_{12} \dot{U}_{КЭ1}, \quad \dot{I}_{K1} = h_{21} \dot{I}_{B1} + h_{22} \dot{U}_{КЭ1}, \quad (4.4)$$

где $h_{22} = 1/\underline{Z}_{эв}$ — комплексная проводимость колебательной системы между точками коллектор-эмиттер при разомкнутой цепи базы;

$$h_{12} = h_{21} = \frac{\dot{U}_{BЭ1}}{\dot{U}_{КЭ1}} \Big|_{\dot{I}_{B1} = 0} = \underline{K};$$

$h_{11} = -\underline{Z}_{вых}$ — выходное сопротивление колебательной системы между точками база—эмиттер при коротком замыкании коллекторной цепи ($U_{ЭК1} = 0$), взятое с обратным знаком.

Отметим, что при малом базовом токе ($\dot{I}_{B1} \approx 0$) величина \underline{K} определяет и коэффициент обратной связи.

В итоге уравнения (4.4) могут быть записаны в следующей форме:

$$\dot{U}_{БЭ} = -\underline{Z}_{вх} \dot{I}_{Б1} + \underline{K} \dot{U}_{КЭ1}, \quad (4.5)$$

$$\dot{I}_{К1} = \underline{K} \dot{I}_{Б1} + \dot{U}_{КЭ1} / \underline{Z}_{эв}. \quad (4.6)$$

Подставляя соответствующие токи и напряжения из (4.3) в (4.5), (4.6) и учитывая, что $U_{КЭ1} = -U_{КЭ1}$, получаем при $\underline{y}_{12} \approx 0$ (малая проводимость обратной реакции транзистора) комплексное уравнение стационарного режима автогенератора:

$$\underline{Z}_{эв} [\underline{K} \underline{S}_{ср} - \underline{K}^2 \underline{y}_{11} - \underline{y}_{22} (1 + \underline{Z}_{вх} \underline{y}_{11})] - \underline{Z}_{вх} \underline{y}_{11} = 1. \quad (4.7)$$

Для трехточечной схемы, изображенной на рис. 4.2,

$$\underline{Z}_{эв} \approx \underline{Z}_1 (\underline{Z}_3 + \underline{Z}_2) / (\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3); \quad \underline{K} = -\underline{Z}_2 / (\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3) = \underline{Z}_2 / \underline{Z}_1;$$

$$\underline{Z}_{вх} = \underline{Z}_4 + \underline{Z}_3 \underline{Z}_2 / (\underline{Z}_3 + \underline{Z}_2). \quad (4.8)$$

Для относительно низкочастотных автогенераторов дополнительное сопротивление \underline{Z}_4 , как правило, не включается ($\underline{Z}_4 \approx 0$) и, кроме того, малы входная и выходная проводимости транзистора:

$$\underline{y}_{11} \lesssim 1 / \underline{Z}_{вх}; \quad \underline{y}_{11} \ll 1 / \underline{Z}_{эв}; \quad \underline{y}_{22} = 1 / \underline{Z}_{эв}.$$

В итоге уравнение (4.7) можно переписать в следующем виде:

$$\underline{Z}_{эв} \underline{K} \underline{S}_{ср} = 1. \quad (4.9)$$

Величины, входящие в (4.9), выразим в комплексной форме:

$$\underline{S}_{ср} = S_{ср} \exp(j\varphi_s); \quad \underline{K} = K \exp(j\varphi_k); \quad \underline{Z}_{эв} = |Z_{эв}| \exp(j\varphi_{эв}). \quad (4.10)$$

Учитывая (4.10), уравнение (4.9) запишем в виде

$$S_{ср} K Z_{эв} \exp[j(\varphi_s + \varphi_k + \varphi_{эв})] = 1. \quad (4.11)$$

Уравнение (4.11) имеет место, если

$$S_{ср} K Z_{эв} = 1; \quad (4.12)$$

$$\varphi_s + \varphi_k + \varphi_{эв} = \varphi(\omega) = 2\pi n, \quad n = 0, 1, \dots \quad (4.13)$$

Здесь $\varphi(\omega)$ — суммарный фазовый сдвиг.

Уравнение (4.12) называется *уравнением баланса амплитуд*, а уравнение (4.13) — *уравнением баланса фаз*.

Для простых автогенераторов целое число n равно нулю. Это число отлично от нуля, если в цепи обратной связи сигнал запаздывает на один или несколько периодов.

В уравнении баланса амплитуд от амплитуды колебаний зависит только $S_{ср}$. Следовательно, уравнение (4.12), которое выполняется толь-

ко для вполне определенной амплитуды колебаний, позволяет определять амплитуду установившихся колебаний автогенератора. Поскольку в уравнении баланса фаз (4.13) каждый из фазовых сдвигов φ_s , φ_k , $\varphi_{\text{Экв}}$ зависит от частоты, то существует значение установившейся частоты колебаний, для которой это уравнение выполняется. Таким образом, уравнение баланса фаз позволяет определять частоту генерируемых колебаний.

В общем случае уравнения (4.12) и (4.13) взаимосвязаны, так как входящие в них величины зависят от амплитуды и частоты колебаний (например, $Z_{\text{Экв}}$ в (4.12) зависит от ω). Но в первом приближении можно считать, что изменение частоты слабо влияет на величины в (4.12), а изменения амплитуды слабо влияют на сдвиги фаз. По этой причине полагают, что амплитуда колебаний определяется только уравнением (4.12), а частота — уравнением (4.13).

Перепишем уравнение (4.12) в следующей форме:

$$KS_{\text{ср}} = 1/Z_{\text{Экв}} = h_{22}, \quad (4.14)$$

где h_{22} — модуль комплексной проводимости контура между точками коллектор — эмиттер при разомкнутой цепи базы.

Левая часть уравнения (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 $S_{\text{ср}} = f(U_{\text{БЭ1}})$ или $I_{\text{К1}} = f(U_{\text{БЭ1}})$, что сводится к гармоническому анализу несинусоидального коллекторного тока при заданном синусоидальном напряжении $U_{\text{БЭ1}}$. Отметим, что для мало-мощных транзисторов, которые используются в автогенераторе, допущение о гармоническом характере напряжения возбуждения вполне оправдано.

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 (гл. 2), может привести к определенным количественным погрешностям. Однако, имея ввиду получение достаточно простых и наглядных соотношений для автогенератора, в дальнейшем определение зависимости $S_{\text{ср}} = f(U_{\text{БЭ1}})$ проводится в рамках кусочно-линейной аппроксимации статических характеристик транзистора.

При кусочно-линейной аппроксимации средняя крутизна транзистора определяется выражением

$$S_{\text{ср}} = S\gamma_1(\theta)\exp(j\varphi_s).$$

Здесь S — крутизна СХ; φ_s — фаза средней крутизны; θ — угол отсечки коллекторного тока, определяемый из соотношения $\cos\theta = (E'_B - E_B)/U_{БЭ}$, где E'_B — 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 $E_B > E'_B$, то зависимость $S_{cp} = f(U_{БЭ1})$ имеет вид, показанный на рис. 4.4. На этом же рисунке приведена прямая $1/Z_{экв}$. В точке 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 возбуждения 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 положительной проводимости контура ($KS_{cp} < 1/Z_{экв}$). При этом энергия, которая рассеивается в контуре, больше, 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 наблюдается рост амплитуды до величины $U_{БЭ1}^*$. Если $U_{БЭ1} = 0$, то при мягком режиме возбуждения $KS_{cp} = 1/Z_{экв}$ и, как уже указывалось, положение покоя оказывается неустойчивым — происходит нарастание амплитуды до $U_{БЭ1}^*$.

Для случая, когда смещение на эмиттерном переходе $E_B < E'_B$, зависимость $S_{cp} = f(U_{БЭ1})$ показана на рис. 4.5. Такая зависимость характерна для жесткого режима. При этом имеются две точки, соответствующие стационарному режиму (A и B на рис. 4.5). Используя предыдущие рассуждения, нетрудно показать, что режим, соответствующий ампли-

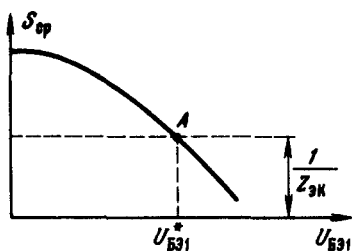


Рис. 4.4. Графическое решение уравнения баланса амплитуд для мягкого режима возбуждения

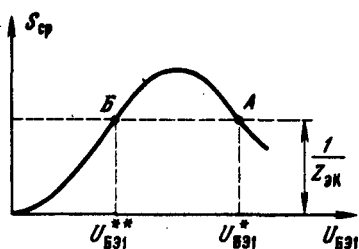


Рис. 4.5. Графическое решение уравнения баланса амплитуд для жесткого режима возбуждения

туде колебаний $U_{\text{БЭ1}}^*$ (точка A), устойчив, а режим, соответствующий амплитуде $U_{\text{БЭ1}}^{**}$, неустойчив. При этом положение 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 Z_1, Z_2, Z_3 малы:

$$\underline{Z}_1 = r_1 + jX_1 \approx jX_1; \quad \underline{Z}_2 = r_2 + jX_2 \approx jX_2; \quad \underline{Z}_3 = jr_3 + jX_3 \approx jX_3.$$

При этих условиях непосредственно из (4.8) следует

$$\underline{K} = -\underline{Z}_2/(\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3) = -X_2/(X_1 + X_3) = X_2/X_1. \quad (4.15)$$

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 ($\varphi_{\text{экв}}$), т. е.

$$\varphi_{\text{экв}} = -\varphi_s. \quad (4.16)$$

Чем больше φ_s , тем сильнее расстроен колебательный контур.

На низких частотах $\omega < 0,3\omega_s$ (ω_s — граничная частота транзистора по крутизне) с инерционностью транзистора можно не считаться. Тогда, полагая крутизну вещественной ($S_{\text{ср}} = S_{\gamma_1}(\theta)$; $\varphi_s = 0$), непосредственно из (4.16) имеем $\varphi_{\text{экв}} = 0$. 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 действительный характер коэффициента обратной связи, непосредственно из (4.15) может получить необходимые условия возникновения колебаний в трехточечной схеме автогенератора:

$$1) X_1 X_2 > 0; \quad 2) X_1 X_3 < 0; \quad 3) |X_2| < |X_3|. \quad (4.18)$$

Естественно, что при выполнении условий (4.18) для возникновения автоколебания необходимо, чтобы положение покоя было неустойчивым ($S_{\text{ср}} K > 1/Z_{\text{экв}}$ при $U_{\text{БЭ1}} = 0$).

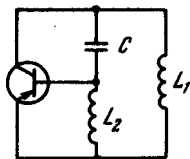


Рис. 4.6. Индуктивная трехточечная схема автогенератора

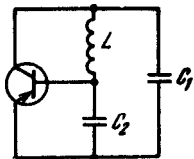


Рис. 4.7. Емкостная трехточечная схема автогенератора

Условия (4.18) выполняются для схем, представленных на рис. 4.6 и 4.7. На рис. 4.6 показана схема так называемой индуктивной трехточки, а на рис. 4.7 — емкостной трехточки.

4.3. НЕСТАБИЛЬНОСТЬ ЧАСТОТЫ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

Как уже указывалось, стабильность частоты автогенератора является одним из основных его параметров. Этот параметр исключительно важен для электромагнитной совместимости. Нестабильность частоты характеризуется ее относительным изменением $\epsilon = \Delta\omega/\omega_0$. Различают два вида нестабильности частоты автогенератора: долговременную и кратковременную. Под *долговременной нестабильностью* частоты понимается нестабильность, связанная с медленными изменениями частоты автогенератора (изменения окружающей температуры, давления, влажности, напряжения 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 1 с, относятся к кратковременным. Быстрые флуктуации частоты, а следовательно, и кратковременная нестабильность определяются, как уже указывалось, высокочастотной частью спектральной плотности флуктуации частоты автогенератора $S_{\omega}(\omega)$, которая всегда может быть найдена, если известны спектры шумовых составляющих коллекторного и базового токов транзистора [2]. При этом кратковременная нестабильность автогенератора уменьшается с ростом добротности колебательной системы.

Долговременная нестабильность, проявляющаяся за время наблюдения более 1 с и определяемая низкочастотной частью спектральной плотности $S_{\omega}(\omega)$, связана с воздействием на параметры автогенератора медленных дестабилизирующих факторов. Поэтому в этом случае для нахождения уходов частоты автогенератора можно использовать полученное ранее уравнение баланса фаз (4.13).

Если под действием дестабилизирующих факторов какой-либо параметр автогенератора α_0 , изменился на малую величину $\Delta\alpha$, то, чтобы

баланс фаз сохранился, его частота ω_0 должна также измениться на малую величину $\Delta\omega$. В итоге уравнение (4.13) можно переписать в следующей форме:

$$\varphi(\omega_0 + \Delta\omega; \alpha + \Delta\alpha) = 2\pi l. \quad (4.19)$$

В невозмущенном режиме $\varphi(\omega_0, \alpha_0) = 2\pi l$. Разлагая левую часть уравнения (4.19) в ряд по степеням $\Delta\omega$ и $\Delta\alpha$, получаем

$$\varphi(\omega_0, \alpha_0) + \left. \frac{\partial\varphi}{\partial\omega} \right|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ \alpha=\alpha_0}} \Delta\omega + \left. \frac{\partial\varphi}{\partial\alpha} \right|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ \alpha=\alpha_0}} \Delta\alpha + \dots = 2\pi l.$$

Учитывая соотношение условия невозмущенного режима $\varphi(\omega_0; \alpha_0) = 2\pi l$ и малые вариации $\Delta\omega$ и $\Delta\alpha$, можем записать

$$\left. \frac{\partial\varphi}{\partial\omega} \right|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ \alpha=\alpha_0}} \Delta\omega + \left. \frac{\partial\varphi}{\partial\alpha} \right|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ \alpha=\alpha_0}} \Delta\alpha = 0.$$

В итоге

$$\Delta\omega = \frac{\partial\varphi}{\partial\alpha} \Big|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ \alpha=\alpha_0}} \Delta\alpha / \left. \frac{\partial\varphi}{\partial\omega} \right|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ \alpha=\alpha_0}}. \quad (4.20)$$

Изменение суммарного набег фазы, вызванное изменением параметра α ,

$$\Delta\varphi = \Delta\alpha \left. \frac{\partial\varphi}{\partial\alpha} \right|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ \alpha=\alpha_0}}. \quad (4.21)$$

Подставляя (4.21) в (4.20), получаем выражение для относительного изменения частоты автогенератора:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_0} = -\Delta\varphi / \omega_0 \left. \frac{\partial\varphi}{\partial\omega} \right|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ \alpha=\alpha_0}}. \quad (4.22)$$

Из соотношения (4.22) следует, что стабильность частоты автогенератора при заданном значении $\Delta\varphi$ 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

$$\frac{\Delta\varphi}{\partial\omega} = \left. \frac{\partial\varphi_s}{\partial\omega} \right|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ \alpha=\alpha_0}} + \left. \frac{\partial\varphi_k}{\partial\omega} \right|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ \alpha=\alpha_0}} + \left. \frac{\partial\varphi_{\text{ЭКВ}}}{\partial\omega} \right|_{\substack{\omega=\omega_0 \\ \alpha=\alpha_0}} \approx \left. \frac{\partial\varphi_{\text{ЭКВ}}}{\partial\omega} \right|_{\omega=\omega_0, \alpha=\alpha_0}. \quad (4.23)$$

Учитывая, что эквивалентное сопротивление контура $Z_{\text{ЭКВ}}$ на частоте ω для не слишком больших расстроек определяется соотношением $Z_{\text{ЭКВ}} = R_{\text{ЭКВ}}/(1 + j2\varepsilon_1 Q)$, можно записать

$$\text{tg}\varphi_{\text{ЭКВ}} = -2\varepsilon_1 Q. \quad (4.24)$$

Здесь Q — добротность колебательного контура; $\varepsilon_1 = (\omega - \omega_k)/\omega_k$; $R_{\text{ЭКВ}}$ — эквивалентное сопротивление контура на резонансной частоте ω_k .

Используя (4.24), находим

$$\left. \frac{\partial\varphi_s}{\partial\omega} \right|_{\omega=\omega_0} = - \frac{2Q/\omega_k}{1 + 4 \left(\frac{\omega_0 - \omega_k}{\omega_k} \right)^2 \frac{Q^2}{\omega_k^2}}. \quad (4.25)$$

Из полученного соотношения непосредственно следует, что чем ближе частота автогенератора ω_0 к резонансной частоте контура ω_k , тем выше значение $\partial\varphi_{\text{ЭКВ}}/\partial\omega$ и, следовательно, в соответствии с (4.22) выше стабильность его частоты. Поэтому на практике стремятся обеспечить $\varphi_s + \varphi_k \approx 0$, поскольку при этом $\varphi_{\text{ЭКВ}} \approx 0$ и колебания возникают на частоте, близкой к резонансной частоте контура.

Для уменьшения фазового сдвига φ_s в автогенераторе необходимо использовать транзисторы с высокой частотой ω_s . Эффективной мерой повышения стабильности частоты автогенератора является также компенсация фазового сдвига $\varphi_s + \varphi_k$ за счет включения в трехточечную схему добавочного реактивного сопротивления Z_4 (см. рис. 4.2).

В итоге, полагая $\omega_0 \approx \omega_k$, из (4.25) получаем

$$\left. \frac{\partial\varphi}{\partial\omega} \right|_{\omega=\omega_0} \approx - \frac{2Q}{\omega_0}. \quad (4.26)$$

Подставляя в это выражение (4.22), имеем

$$\varepsilon = \Delta\varphi/2Q. \quad (4.27)$$

Поскольку

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_s + \Delta\varphi_k + \Delta\varphi_{\text{ЭКВ}}, \quad (4.28)$$

то всякое изменение углов, входящих в уравнение баланса фаз, изменяет суммарный фазовый сдвиг. Следует отметить, что дестабилизирующие факторы по-разному влияют на изменение частоты автогенератора. Так, если эти факторы меняют углы φ_s и φ_k (изменяются, например, параметры эквивалентной схемы транзистора за счет изменения режима его работы), не меняя резонансной частоты контура ($\Delta\varphi_{\text{экр}} = 0$), то $\Delta\varphi = \Delta\varphi_s + \Delta\varphi_k$ 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 изменения углов φ_s и φ_k необходимо очень небольшое изменение частоты автогенератора.

Другая группа дестабилизирующих факторов (температура, влажность и т. д.) действует 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

$$\Delta\varphi = \Delta\varphi_{\text{экр}} = \Delta\omega_k 2Q/\omega_0. \quad (4.29)$$

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 $\omega_k = 1/\sqrt{LC}$, как уже указывалось, может происходить за счет 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

$$\Delta\omega_k = \frac{1}{\sqrt{(L + \Delta L)(C + \Delta C)}} - \frac{1}{\sqrt{LC}} \approx -\frac{\omega_k}{2} \left(\frac{\Delta L}{L} + \frac{\Delta C}{C} \right). \quad (4.31)$$

Подставляя (4.31) в (4.30) и учитывая, что $\omega_0 \approx \omega_k$, 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 тем-

пературными коэффициентами α_L и α_C ($\alpha_L = \Delta L / L \Delta t$; $\alpha_C = \Delta C / C \Delta t$, где Δt — абсолютное изменение температуры).

Характер и величины изменения реактивных параметров колебательной системы зависят от конструкции этих элементов. При этом весьма эффективно для повышения стабильности автогенератора использовать термокомпенсацию (емкость и индуктивность имеют разные знаки α_L и α_C) и термостатирование.

Тепловой режим автогенератора определяется не только окружающей средой, но и тепловыми процессами, протекающими непосредственно в транзисторе. Для повышения стабильности частоты автогенератора необходимо для облегчения его теплового режима снижать снимаемую с него мощность. Стабильность частоты автогенератора зависит и от механических воздействий, оказываемых на элементы колебательной системы (например, вибрации). Вибрация меняет емкости между деталями и проводами, что, в свою очередь, изменяет частоту автогенератора. Уменьшение влияния механических воздействий на частоту автогенератора достигается за счет использования интегральной технологии.

На стабильность частоты автогенератора, кроме того, влияет 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 . Реактивные же составляющие этих проводимостей B_{11} , B_{22} , B_{12} вносят поправку к частоте автоколебаний; их изменение приводит к изменению частоты автоколебаний аналогично механизму влияния собственной емкости и индуктивности колебательного контура.

Кроме температуры окружающей среды в качестве дестабилизирующего фактора выступает изменение напряжения источников питания. При изменении этих напряжений (например, E_k) изменяются, в частности, реактивные параметры транзистора B_{11} , B_{22} , B_{12} . Изменение проводимостей B_{11} , B_{22} , B_{12} происходит за счет изменения барьерных (зарядных) емкостей транзистора и постоянных времени коллекторного и эмиттерного переходов. Эти параметры транзистора, в свою очередь, зависят от изменения питающих токов и напряжений. Для уменьшения изменения реактивных проводимостей транзистора, вызванного изменением питающих напряжений, необходимо увеличивать рабочие токи и напряжения на переходах транзистора. Однако при этом возрастает мощность, рассеиваемая в транзисторе, что приводит к изменению его температурного режима, а следовательно, и к ухудшению стабильности частоты. Поэтому для каждого типа транзисторов можно указать опти-

мальные значения напряжения E_K и тока I_{K0} , при которых стабильность частоты будет наибольшей.

Для уменьшения влияния изменения параметров транзистора на частоту генератора на практике уменьшают связь колебательного контура с транзистором.

Отметим, что изменение напряжения источников питания меняет режим работы транзистора, а значит, и фазу крутизны φ . Это, в свою очередь, также изменяет частоту автогенератора.

Для повышения стабильности частоты автогенератора часто питающие напряжения транзистора стабилизируют.

4.4. ЦЕПИ ПИТАНИЯ АВТОГЕНЕРАТОРОВ

Схема питания автогенератора (рис. 4.8) по постоянному току во многом соответствует схеме питания генератора с внешним возбуждением.

Ранее указывалось, что в начальный момент для выполнения условий самовозбуждения ($S_{cp} K > 1/Z_0$) необходимо, чтобы крутизна характеристики $i_K = f(U_{БЭ})$ транзистора была достаточно большой. Это означает, что начальное смещение на базу транзистора должно быть больше напряжения отсечки E' . При возникновении автоколебаний по мере нарастания амплитуды колебаний для снижения средней крутизны (см. рис. 4.4) необходимо, чтобы смещение $E_B < E'_B$. Таким образом, в транзисторном автогенераторе должно быть внешнее отпирающее смещение $E_{B\text{ вн}}$ (за счет делителя $R_1 R_2$ на рис. 4.8) и запирающее автоматическое смещение $E_B - E_{B\text{ вн}}$ (за счет токов I_{B0} и I_{K0}).

В стационарном режиме

$$E_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} E_K - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_{B0} - R_3 (I_{K0} + I_{B0}). \quad (4.33)$$

Здесь $[R_2/(R_1 + R_2)]E_K$ — внешнее отпирающее смещение; $[R_1 R_2/(R_1 + R_2)] I_{B0}$ — автоматическое смещение за счет базового тока; $R_3(I_{K0} + I_{B0})$ — автоматическое смещение постоянной составляющей эмиттерного тока $I_{Э0} = I_{K0} + I_{B0}$. Учитывая, что $I_{B0} = I_{K0}/\beta_0$, $I_{Э0} = \frac{1 + \beta_0}{\beta_0} I_{K0}$ (β_0 — статический коэффициент усиления по току в схеме с ОЭ), из (4.33) имеем

$$E_B = E_K \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_{K0} \left[\frac{1}{\beta_0} \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 \right) + R_3 \right]. \quad (4.34)$$

При кусочно-линейной аппроксимации

$$I_{K0} = S U_{БЭ1} \gamma_1(\theta); \quad (4.35)$$

$$\cos\theta = -(E_B - E'_B) / U_{БЭ1}. \quad (4.36)$$

Из (4.35) и (4.36) получаем уравнение, связывающее напряжение смещения E_B и постоянную составляющую коллекторного тока:

$$E_B = E'_B - \frac{I_{K0} \cos\theta}{S \gamma_0(\theta)}. \quad (4.37)$$

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 (4.34) и (4.37) для момента самовозбуждения ($\theta = 180^\circ$) и стационарного режима ($\theta < 90^\circ$). Точка B соответствует режиму самовозбуждения, точка A — стационарному режиму. При этом 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 I_{K0} , стремятся рассчитывать цепи смещения таким образом, чтобы ΔI_{K0} было малым. Это достигается включением в эмиттерную цепь транзистора резистора R_3 .

Под действием дестабилизирующих факторов может также меняться ток базы $I_{Б0}$ (за счет сильной температурной зависимости коэффициента β_0), а это, в свою очередь, означает, что в соответствии с (4.35) изменится напряжение смещения на базе транзистора. Для уменьшения этого влияния необходимо выполнить неравенство

$$R_1 R_2 / (R_1 + R_2) \ll (1 + \beta_0) R_3. \quad (4.38)$$

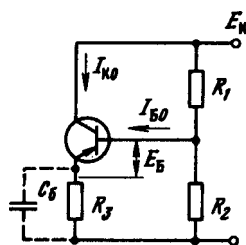


Рис. 4.8. Схема питания автогенератора

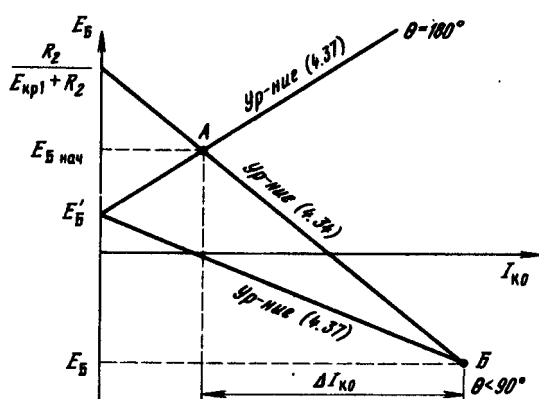


Рис. 4.9. Определение смещения на базе транзисторного автогенератора

При этом в (4.33) второе слагаемое значительно меньше третьего, и, следовательно, автоматическое смещение за счет базового тока мало по сравнению с автосмещением за счет эмиттерного тока.

На практике сопротивления резисторов 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 резистору R_3 включают конденсатор $C_{бл}$, который успешно реализует блокировочную функцию при выполнении соотношения

$$\omega C_{бл} > 10/R_3. \quad (4.39)$$

Значение емкости $C_{бл}$ слишком большим выбирать 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. Это, в свою очередь, приводит к тому, что условия самовозбуждения ($S_{ср} K > 1/Z_{экв}$) не выполняются и колебания срываются. Смещение постепенно уменьшается, средняя крутизна растет, в результате чего опять возникают колебания. Чтобы избежать прерывистой генерации, постоянная времени $T = R_3 C_{бл}$ выбирается меньше постоянной времени колебательной системы автогенератора $2Q/\omega$, т. е. $R_3 C_{бл} < 2Q/\omega$, где ω — частота генерации.

На рис. 4.10 для примера приведена полная схема транзисторного автогенератора, построенного по емкостной трехточечной схеме (схема Клаппа). Разделительный конденсатор C_p включен в индуктивную ветвь контура. При этом общая емкость контура $C_{общ}$ становится меньше, чем при двух конденсаторах C_1 и C_2 . Для сохранения той же частоты автогенератора необходимо увеличивать индуктивность L . В результате характеристическое сопротивление контура $\beta = \sqrt{L/C_{общ}}$ растет и, следовательно, контур при сохранении тех же потерь r обладает большей добротностью. Это, в свою очередь, приводит к более высокой стабильности частоты автогенератора.

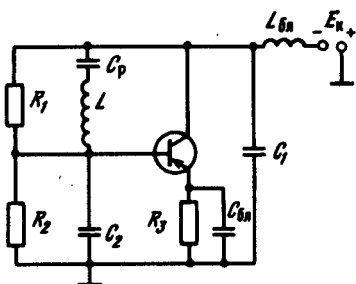


Рис. 4.10. Полная схема транзисторного автогенератора

4.5. АВТОГЕНЕРАТОРЫ С КВАРЦЕМ

Ранее указывалось, что для создания стабильных автогенераторов необходимо использовать высокодобротные колебательные системы, обладающие стабильной резонансной частотой. На обычных LC -элементах удовлетворить эти требования оказывается сложно. Значительно лучшими свойствами обладают колебательные системы, изготовленные из материалов, обладающих пьезоэлектрическими свойствами, в частности кварцевые резонаторы. Кварц представляет собой кристаллическую двуокись кремния. Для кварцевых резонаторов используют либо кристаллы естественного происхождения (горный хрусталь), либо кристаллы, синтезируемые искусственно. Добротность кварцевых резонаторов на несколько порядков превышает добротность обычных LC -контуров и достигает величины нескольких десятков тысяч и даже нескольких миллионов. В кварцевом резонаторе пластина кварца помещается между двумя металлическими обкладками, называемыми электродами. Крепление кварца происходит с помощью кварцедержателей.

Природные или синтетические кристаллы кварца имеют форму шестигранной призмы, ограниченной сверху и снизу шестигранными пирамидами (рис. 4.11). Свойства кристалла зависят от направлений относительно главных кристаллографических осей: оптической ZZ' , трех электрических XX' и трех механических YY' (см. рис. 4.11) (анизотропные свойства кристалла). Кварцевая пластина вырезается из кристалла 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 оси X или Y (соответствующие срезы обозначаются X или Y), и косые срезы, при которых ребра не параллельны осям X или Y , а образуют с ними некоторые углы (рис. 4.12).

Вид среза определяет температурные характеристики резонаторов. Кварцевая пластина обладает пьезоэлектрическим эффектом, следова-

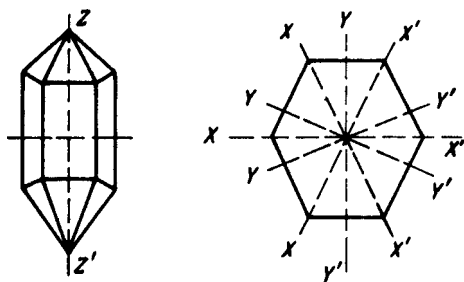


Рис. 4.11. Кристалл кварца

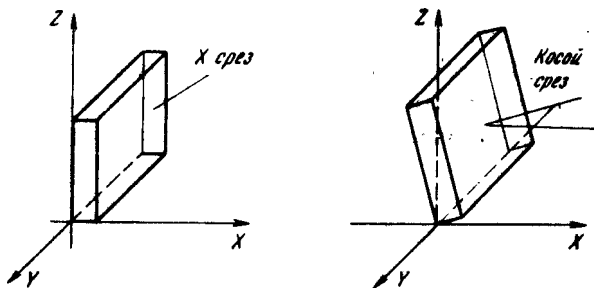


Рис. 4.12. Срезы кварца

тельно, под действием ВЧ напряжения, приложенного к металлическим обкладкам резонатора, возникают упругие механические колебания с очень малым декрементом затухания. При этом частота механических колебаний определяется геометрическими размерами пластин и видом среза. Электроды кварца обычно изготавливают путем напыления слоя серебра в пластины кварца. Кварцедержатели выполняют из специальных пружин, припаянных к металлизированному слою кварца. Пластины кварца вместе с кварцедержателем помещают в герметический баллон.

В настоящее время, как правило, используются кварцевые пластины косых срезов с колебаниями сжатия-растяжения по ширине (диапазон 50...500 кГц) и кварцевые пластины срезов с колебаниями сдвига по толщине (диапазон выше 500 кГц).

Основная частота механических колебаний кварцевого резонатора при колебаниях сдвига по толщине определяется соотношением

$$f_{кс} = M/d, \quad (4.40)$$

где $M = 1,7...3$ МГц · мм — частотный коэффициент, зависящий от среза; d — толщина пластины, мм.

Из (4.40) видно, что для повышения частоты механических колебаний необходимо уменьшить толщину пластины. Обычно из-за технологических трудностей она не делается меньше 0,1 мм, что обеспечивает частоту основных колебаний не выше 17...30 МГц. При необходимости стабилизации более высоких частот используют механические гармоники 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 она снижается. Поскольку, как всякая электромеханическая система с распределенными постоянными, кварцевый резонатор имеет множество собственных частот, то всегда стремятся их разнести. Последнее достигается выбором типа среза пластины, ее геометрических размеров и обработкой поверхности кристаллов.

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. 4.13 для примера приведены 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 близко к нулю (например, для среза АТ при температуре 50°), что позволяет, используя термостат, обеспечить оптимальные условия для работы кварцевого резонатора. Значение собственной частоты кварцевого резонатора с течением времени изменяется (так называемое старение кварца). Например, согласно ГОСТу для серийных кварцевых резонаторов с частотой свыше 800 кГц допустимый уход частоты за половину гарантийного срока работы (примерно 6000...7000 ч) 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 автогенератора с кварцем. Мощность, рассеиваемая на резонаторе $R_{\text{кв доп}}$, во многом определяет стабильность его собственной частоты. Обычно эта величина не превосходит нескольких милливольт (указывается в паспортных данных резонатора). В случае, когда мощность, рассеиваемая на резонаторе $P_{\text{кв}}$, превышает допустимое значение $P_{\text{кв доп}}$, стабильность собственной частоты кварцевого резонатора резко ухудшается из-за изменения структуры его кристаллической решетки и даже разрушения кристалла кварца. Поведение кварца в электрической цепи характеризуется его эквивалентной схемой. Эквивалентная схема кварцевого резонатора вблизи его собственной частоты представлена на рис. 4.14.

Емкость C_0 характеризует статическую емкость кварцедержателя (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 от десятых долей до единиц генри), емкость $C_{\text{кв}}$ — упругие свойства пластины (значение ее от сотых до десятых долей пикофарад), а сопротивление $r_{\text{кв}}$ — потери в резонаторе.

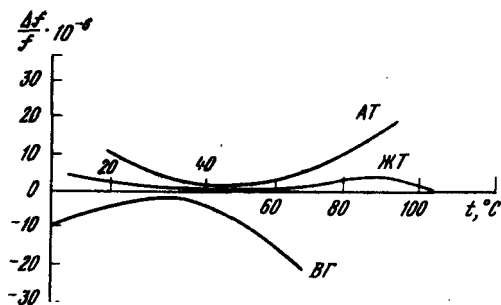


Рис. 4.13. Температурная зависимость частоты кварца

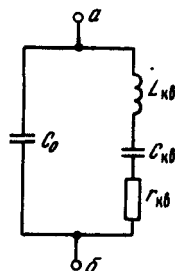


Рис. 4.14. Эквивалентная схема кварца

Из эквивалентной схемы кварцевого резонатора, приведенной на рис. 4.14, видно, что имеются две собственные частоты резонатора. Первая из них соответствует частоте последовательного резонанса

$$\omega_1 = 1/\sqrt{L_{\text{кв}} C_{\text{кв}}}, \quad (4.41)$$

а вторая (более высокая) — параллельному резонансу

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{кв}} C_0 C_{\text{кв}} / (C_0 + C_{\text{кв}})}} = \omega \sqrt{1 + C_{\text{кв}} / C_0}. \quad (4.42)$$

Поскольку обычно $C_{\text{кв}} / C_0 \ll 1$, то

$$\omega_0 \approx \omega_1 (1 + C_{\text{кв}} / 2C_0). \quad (4.43)$$

Эквивалентное сопротивление кварцевого резонатора (сопротивление между точками *a* — *б* на рис. 4.14) можно записать в следующей форме:

$$Z_{\text{кв р}} = r_{\text{кв р}} + jX_{\text{кв р}}, \quad (4.44)$$

где

$$r_{\text{кв р}} = 1 / [(1 + b\tau_0)^2 + \tau_0^2]; \quad (4.45)$$

$$X_{\text{кв р}} = r_{\text{кв р}} [b(1 - \tau_0 b) - \tau_0]; \quad (4.46)$$

$$\tau_0 = \omega_1 C_0 r_{\text{кв}}; \quad b = (\omega_1 L_{\text{кв}} / r_{\text{кв}})(\omega / \omega_1 - \omega_1 / \omega).$$

Таким образом получаем последовательную схему замещения кварцевого резонатора (рис. 4.15). Характер зависимостей $r_{\text{кв р}}$ и $X_{\text{кв р}}$ от частоты представлен на рис. 4.16. Отметим, что резонансные частоты, при которых $X_{\text{кв р}} \approx 0$, с большой степенью точности совпадают с частотами ω_0 и ω_1 , найденными без учета потерь.

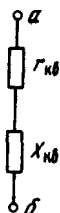


Рис. 4.15. Схема замещения кварца

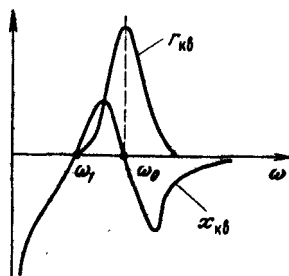


Рис. 4.16. Частотные характеристики кварца

В диапазонах 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 кварц ведет себя как последовательный резонансный контур с высокой добротностью, а вблизи частоты ω_0 — как высокодобротный параллельный контур. Благодаря большой добротности фазо-частотная характеристика кварцевого резонатора вблизи частоты последовательного резонанса имеет большую крутизну, что, как уже указывалось, очень важно для построения высокостабильных автогенераторов. Кроме того, кварц обладает высокой эталонностью собственных частот, мало зависящей от действия дестабилизирующих факторов.

Все схемы кварцевых автогенераторов, которые в настоящее время 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 генераторов кварц используется как последовательный резонансный контур. При этом кварцевый резонатор включается в цепь обратной связи. В осцилляторных схемах кварц включается либо между коллектором и базой (емкостная трехточка, рис. 4.17), либо между эмиттером и базой или эмиттером и коллектором (индуктивная трехточка, рис. 4.18, а и б).

Во всех приведенных схемах автогенераторов, как уже отмечалось, кварцевый резонатор играет роль индуктивности. На практике чаще всего используется схема емкостной трехточки (см. рис. 4.17). Эта схема отличается конструктивной простотой (не требует дополнительных индуктивностей) и легкостью настройки.

При работе кварца на механических гармониках несколько усложняют схему емкостной трехточки, включая катушку индуктивности L параллельно конденсатору (на рис. 4.17 показано штрихом). Резонансная частота LC_1 -контура выбирается таким образом, чтобы она была ниже

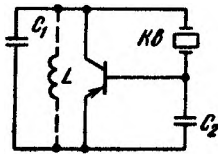


Рис. 4. 17. Емкостная трёхточечная схема кварцевого автогенератора

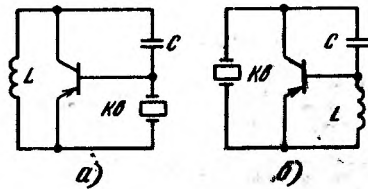


Рис. 4. 18. Индуктивная трёхточечная схема кварцевого автогенератора

рабочей частоты, но выше частоты ближайшей низкой нечетной механической гармоники. Тогда на рабочей частоте LC_1 -контур эквивалентен конденсатору и автогенератор представляет собой обычную трёхточечную схему. На более же низкой механической гармонике кварца LC_1 -контур эквивалентен индуктивности и автогенератор не возбуждается, так как не выполняются фазовые соотношения.

Для емкостной трёхточечной схемы с кварцем условием баланса фаз [см.(4.13)] в предположении, что $\varphi_y + \varphi_x = 0$, $\eta = 0$, будет $\varphi_3 = 0$. Следовательно,

$$x_1(\omega_r) + x_2(\omega_r) + x_{кв р}(\omega_r) = 0, \quad (4.47)$$

где ω_r — частота автогенератора; $x_1(\omega_r) = 1/\omega_r C_1$; $x_2(\omega_r) = 1/\omega_r C_2$; $x_{кв р}(\omega_r)$ определяется соотношением (4.46).

Графическое решение уравнения (4.37) показано на рис. 4.19. Имеются две точки пересечения кривой — $(x_1 + x_2)$ с кривой $x_{кв р}$. Частота ω_r соответствует точке пересечения А, а частота ω_r^* — точке пересечения В. На частоте ω_r активное сопротивление кварца $r_{кв р}$ значительно меньше, чем на частоте ω_r^* , и, следовательно, условие баланса амплитуд (4.12) будет выполняться именно на этой частоте.

Частота автоколебаний ω_r находится непосредственно из решения уравнения (4.47). Пренебрегая потерями кварцевого резонатора $r_{кв р}$, находим

$$\omega_r \approx \omega_1 \left(1 + \frac{1}{2} \frac{C_{кв}}{C_0 + C_2 C_3 / C_2 + C_3} \right).$$

Кроме осцилляторных схем автогенераторов, в которых кварцевый резонатор используется в качестве индуктивности, на практике применяются также схемы, где кварц используется как последовательный резонансный контур. Принцип работы этих схем основан на том, что

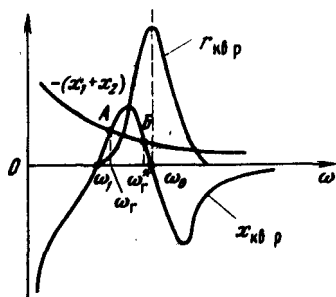


Рис. 4.19. Графическое решение уравнения баланса фаз для кварцевого генератора

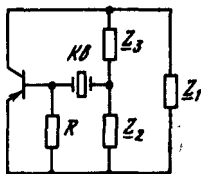


Рис. 4.20. Схема автогенератора с кварцем в цепи обратной связи

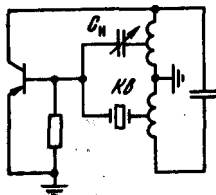


Рис. 4.21. Схема компенсации емкости кварцедержателя

значение модуля сопротивления кварцевого резонатора на частоте последовательного резонанса ω_1 минимально и резко возрастает при отклонении частоты от ω_1 . Поэтому если включить кварцевый резонатор в цепь ОС трехточечной схемы автогенератора (рис. 4.20), то при частотах, близких к частоте последовательно резонанса ω_1 , цепь ОС (образуется кварцевым резонатором и резистором R — рис. 4.20) замкнута и автогенератор самовозбуждается. На частотах, отличных от ω_1 , сопротивление кварца велико, а коэффициент ОС 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 кварцу включена статическая емкость кварцедержателя C_0 , а это приводит к тому, что на указанных частотах цепь ОС не размыкается, и коэффициент ОС оказывается достаточным для возбуждения колебаний. Чтобы избежать этого явления, применяется схема с нейтрализацией емкости C_0 (рис. 4.21).

Емкость конденсатора 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 ОС разомкнута. При частотах $\omega_r = \omega_1$ сопротивление кварцевого резонатора близко к нулю, и цепь ОС оказывается замкнутой. Таким образом, в схеме автогенератора с нейтрализацией емкости C_0 колебания возникают только на частотах, близких к ω_1 .

4.6. СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ

Как уже указывалось, одним из основных элементов современного возбудителя является синтезатор частот, вырабатывающий одно или несколько когерентных колебаний с заданными частотами. Поэтому именно синтезатор частот во многом определяет параметры всего возбудителя в целом. Требования к параметрам характеристик синтезатора частот определяются указанными в них требованиями к параметрам и характеристикам возбудителя. В синтезаторах частот выходные рабочие частоты образуются в результате когерентных преобразований частоты одного опорного высокостабильного автогенератора. При этом синтезаторы частоты строятся на основе метода либо прямого, либо косвенного синтеза [33—35]. 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 такой синтезатор строится с использованием генератора гармоник.

В синтезаторах, построенных с использованием генератора гармоник (рис. 4.22), из колебания опорного и эталонного генератора (ЭГ) с помощью генератора гармоник (ГГ) формируются короткие импульсы. Спектр этих импульсов богат гармониками. С помощью узкополосного полосового фильтра (ПФ) из спектра импульсов выделяется сигнал требуемой рабочей частоты $m\omega_{\text{ЭГ}}$. Степень подавления нежелательных компонентов на выходе синтезатора определяется ПФ.

При большом числе рабочих частот указанный ПФ необходимо перестраивать для широких пределов, что на практике оказывается затруднительным.

Для облегчения требований, предъявляемых к ПФ, используется специальная схема с двойным преобразованием частоты, или схема «вычитанием ошибки» (рис. 4.23).

В первом преобразователе $Пр_1$ частота всех гармоник, поступающих с генератора гармоник (ГГ), понижается на частоту ω_r вспомогательного генератора (Г). Узкополосный фильтр (Ф) имеет центральную час-

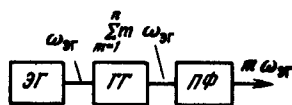


Рис. 4.22. Синтезатор частот с использованием генератора гармоник

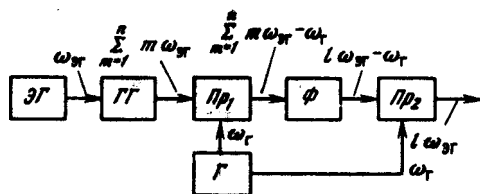


Рис. 4.23. Схема синтезатора частот с «вычитанием ошибок»

тоту, совпадающую с частотой одной из гармонических составляющих входного сигнала (пусть для примера — с частотой $k\omega_{gr} - \omega_r$). Все остальные составляющие подавляются этим фильтром. Далее на выходе второго смесителя выделяется сигнал частоты $k\omega_r$.

Нестабильность частоты вспомогательного генератора $\Delta\omega_r$ определяет полосу пропускания фильтра Φ и не влияет на выходной сигнал преобразователя Пр_2 . Для изменения выходной частоты в схеме с «вычитанием ошибки» достаточно только менять частоту генератора Γ .

В более сложных синтезаторах, построенных по методу прямого синтеза, используется принцип «идентичных декад». На рис. 4.24 показана структурная схема синтезатора, построенного по этому принципу. Из сигнала частоты f_0 кварцевого генератора (КГ) в формирователе вспомогательных частот (ФВЧ) формируются десять опорных частот f_{01}, \dots, f_{010} и сигнал частоты $f'_{01} = f_{01}/9$. Опорные частоты f_{01}, \dots, f_{010} связаны соотношением $f_{0n} = f_{01} + (n-1)\Delta f$, где $n = 1 \dots 10$; Δf — шаг сетки вспомогательных частот. С помощью декадных переключателей Π_1, \dots, Π_k сигнал с одной из частот f_{01}, \dots, f_{010} можно подать на вход любого преобразователя Пр . Полосовые фильтры выделяют сигналы суммарной частоты. Частота выделенного сигнала делится в 10 раз в делителе Д (в последней декаде делитель отсутствует).

Можно показать, что выходная частота синтезатора определяется соотношением

$$f_{\text{вых}} = 10f'_{01} + \Delta f(n_k + n_{n-1}/10 + \dots + n_1/10^{k-1}),$$

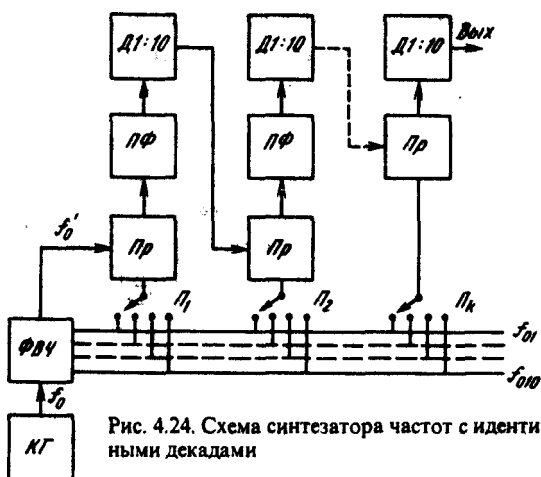


Рис. 4.24. Схема синтезатора частот с идентичными декадами

где n_k — последняя декада без делителя; k — число декад; n_k — номер положения переключателя Π_k ($n_k = 0, 1 \dots 9$). Если число декад $k = 1$, то $f_{\text{вых}} = 10f'_0 + \Delta f n_1$; если $k = 2$, то $f_{\text{вых}} = 10f'_0 + \Delta f(n_2 + n_1/10)$ и т. д.

Отметим, что шаг полученной сетки частот в $10^{(k-1)}$ раз мельче интервала Δf между соседними опорными частотами диапазона f_{01}, \dots, f_{010} . Увеличивая число декад, можно уменьшить шаг сетки выходных частот, при этом не требуется перестройка 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.

В последнее время при создании синтезаторов частот, выполненных по принципу прямого синтеза, стали широко использовать цифровые методы [3 4]. Примером может служить синтезатор частот, построенный на основе суммирования импульсных последовательностей. Структурная схема такого синтезатора, выполненного полностью на цифровых интегральных микросхемах, приведена на рис. 4.25. Эпюры соответствующих импульсных последовательностей изображены на рис. 4.26. Сигнал высокостабильного опорного генератора (ОГ) (см. рис. 4.25) поступает на триггерный счетчик — делитель (Д), состоящий из n двоичных разрядов (на рис. 4.25 показано три разряда). На выходе делителя каждого разряда (D_1, D_2, D_3) получают две последовательности импульсов (например, на выходе 1 и 1', см. рис. 4.26), сдвинутые на $T/2$ (T — период соответствующей импульсной последовательности). Частота импульсной последовательности на выходе каждого делителя в 2 раза меньше частоты входной импульсной последовательности.

С выходов делителей 1', 2', 3' и т. д. импульсные последовательности поступают на один вход схемы И. На другой вход этой схемы поступает

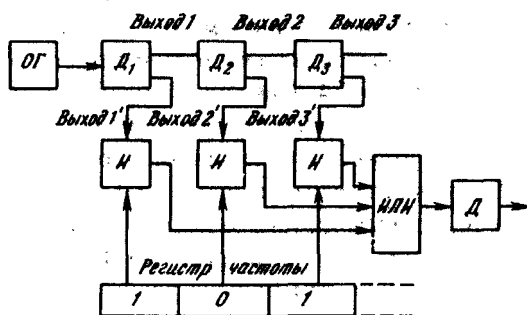


Рис. 4.25. Цифровой синтезатор частот на основе суммирования импульсных последовательностей

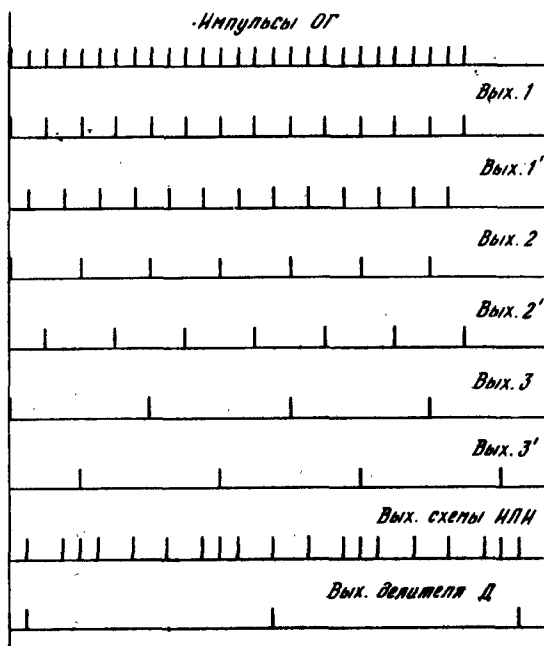


Рис. 4.26. Эпюры импульсных последовательностей в цифровом синтезаторе частот

1 или 0 с регистра частоты. Если в регистре частоты записана 1, то соответствующая импульсная последовательность (см. рис. 4.25 импульсные выходные последовательности с делителями D_1 и D_3) проходит на схему ИЛИ, если же записан 0, то схема И закрыта и импульсная последовательность на нее не проходит (см. на рис. 4.25 выходную импульсную последовательность с делителя D_2). Следовательно, на выходе схемы ИЛИ происходит суммирование соответствующих последовательностей в соответствии с заданным кодом частоты. В результате получается импульсная последовательность с неравномерной расстановкой импульсов (см. на рис. 4.26 выход схемы ИЛИ), средняя частота импульсов которых определяется управляющим кодом, записанным в регистре частоты. Для уменьшения неравномерности импульсов на выходе схемы ИЛИ включают делитель частоты (D на рис. 4.25) с коэффициентом деления N . На выходе такого делителя импульсная последовательность более равномерная (см. на рис. 4.26 выход делителя D). Чем выше коэффициент деления, тем больше равномерная выходная импульсная последовательность и тем меньше уровень побочных частот в выходном спектре синтезатора. Но при этом частоты синтезатора при заданной частоте ОГ оказываются низкими.

Другой разновидностью синтезатора частот, в котором использован цифровой принцип формирования частот, является синтезатор с цифровым формированием отсчетов синтезируемого колебания. Структурная схема такого синтезатора приведена на рис. 4.27. В блоке памяти (БП) хранятся отсчеты синусоиды (данные о значении синусоиды при различных фазах). По определенной программе в соответствии с кодом частоты, записанным в блоке установки частоты (УЧ), вычисляются текущие значения синусоиды. Обычно БП выполняется в виде микропроцессорного устройства, которое используется как счетчик времени (накопитель, фазы). Частота f в импульсной последовательности на выходе цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) кратна шагу сетки частот: $f = k\Delta f$, где $k = 1, \dots, N$.

Поскольку на выходе синтезатора необходимо формирование синусоидального колебания, то после БП включается ЦАП (см. рис. 4.27). Для устранения побочных частот после блока ЦАП включен фильтр нижних частот (ФНЧ), который фильтрует тактовую частоту, ее гармоники и комбинационные частоты. Число отсчетов синусоиды 2^N определяется объемом памяти блока вычисления отсчетов (БП). Если все отсчеты синусоиды считываются с частотой $f_{\text{ОГ}} = 1/T_{\text{ОГ}}$, то период импульсной последовательности на выходе блока ЦАП $T = T_{\text{ОГ}} 2^N$, где $T_{\text{ОГ}}$ — период сигнала ОГ. Следовательно, минимальная частота импульсной последовательности

$$f_{\text{min}} = \Delta f = 1/T_{\text{ОГ}} 2^N.$$

Изменяя число импульсов ОГ, считываемых за период $T_{\text{ОГ}}$ (т. е. число N), можно изменить частоту импульсной последовательности на выходе ЦАП.

Минимальное число импульсов ОГ равно двум, следовательно,

$$f_{\text{max}} = 1/2T_{\text{ОГ}}.$$

Верхняя частота f_{max} определяется граничной частотой цифровых микросхем и блока ЦАП. С повышением выходной частоты необходимо увеличивать быстродействие ЦАП. Поскольку на выходе синтезатора нет давления частоты, то его граничная частота с отсчетами синтезируемого колебания оказывается выше, чем в синтезаторах, построенных на основе суммирования импульсных последовательностей.

На практике используются также 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 частоты (ФАПЧ) [32].

Простейшая структурная схема системы ФАПЧ изображена на рис. 4.28. Сигналы частот $\omega_{\text{ЭГ}}$ и $\omega_{\text{ПГ}}$ от эталонного (ЭГ) и подстраиваемого (ПГ) генераторов поступают на фазовый детектор (ФД), выходное

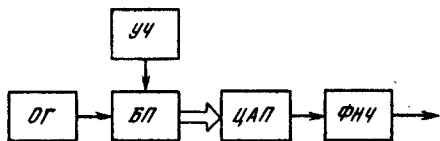


Рис. 4.27. Синтезатор частот с цифровым формированием отчетов

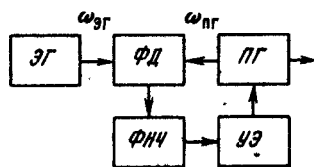


Рис. 4.28. Структурная схема фазовой автоподстройки частоты

напряжение которого определяется разностью фаз напряжений, действующих на его входах. Выходное напряжение ФД через ФНЧ воздействует на управляющий элемент (УЭ), например варикап, который изменяет частоту ПГ, приближая ее к частоте ЭГ.

В стационарном режиме, когда $\omega_{ЭГ} = \omega_{ПГ}$, 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 стационарный режим будет невозможен. Поэтому между ФД и УЭ включаются устройства, пропускающие постоянный ток. Такими устройствами являются ФНЧ, которые устраняют из спектра сигнала управления нежелательные составляющие побочных частот, присутствующие на выходе ФД. Попадая на вход УЭ, эти составляющие вызывают паразитную частотную (фазовую) модуляцию эталонного сигнала.

Система ФАПЧ может работать в различных режимах. Например, если частоты ЭГ и ПГ равны и эффект медленных измерений параметров ПГ, 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 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 ПГ и ЭГ. Режим биений всегда наблюдается в тех случаях, когда начальная расстройка ПГ относительно ЭГ (т. е. расстройка, соответствующая нулю напряжения на выходе ФД) больше полосы

удержания. Иногда он может иметь место при начальной расстройке, меньшей полосы удержания. В режиме биений среднее значение частоты ПГ отличается от частоты ЭГ.

Переходное состояние системы, при котором режим биений переходит с течением времени в режим квазисинхронизма, называется *режимом удержания*.

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 ПГ модулируется по частоте напряжением биений.

В зависимости от знака мгновенного напряжения биений разность частот ПГ и ЭГ то повышается, то понижается. В результате длительности положительной и отрицательной полуволн напряжения биений оказываются различными и на выходе, и на входе ФД образуется постоянная составляющая напряжений. Наличие этой 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 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. 4.29). На рис. 4.29 сплошной линией показано устойчивое изменение средней разности частот (частоты биений) Ω ЭГ и ПГ в замкнутой системе ФАПЧ при изменении начальной расстройки Ω_n от больших значений к малым. Штриховой линией показано неустойчивое изменение Ω при изменении Ω_n от малых значений к большим. Прямая линия на рис. 4.29 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_2 и Ω_1 . Соотношение между Ω_2 и Ω_1 определяется инерционностью цепи управления системы. Так, если ФНЧ (см. рис. 4.27) в цепи управления отсутствует (цепь управления безынерционная), то $\Omega_2 = \Omega_1$. Но в этом случае фильтрующая способность системы ФАПЧ оказывается низкой (помехи, действующие на выходе ФД, непосредственно воздействуют на частоту подстраиваемого генератора).

При наличии фильтра с уменьшением его полосы пропускания полоса захвата системы становится меньше полосы удержания, что объясняется падением напряжения на входе управляющего элемента, а также появлением в кольце регулирования дополнительного фазового сдвига, вносимого фильтром. Если в качестве ФНЧ используется простейшая

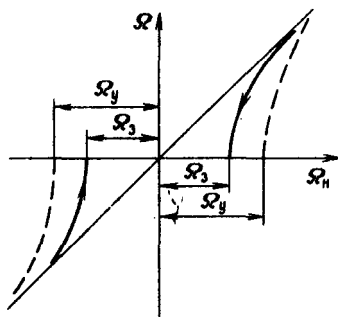


Рис. 4.29. Зависимость частоты биений от начальной расстройки в системе ФАПЧ

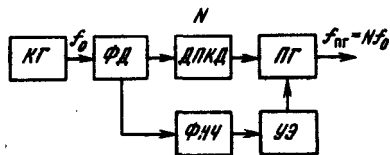


Рис. 4.30. Схема синтезатора, работающего по методу косвенного синтеза

интегрирующая RC -цепочка, то соотношение между полосами удержания и захвата определяется при $\Omega_c T > 3$ ($T = RC$ — постоянная времени фильтра) приближенной зависимостью [32] $\Omega_3/\Omega_y = 1,27/\sqrt{\Omega_c T}$. Из этого соотношения видно, что с увеличением постоянной времени фильтра уменьшается полоса захвата системы ФАПЧ. Однако в данном случае улучшается фильтрация внешних помех, действующих непосредственно на выходе ФД, и ухудшается фильтрация внутренних помех, обусловленных собственными шумами ПГ. На практике инерционность цепи управления выбирают исходя из компромисса между необходимостью обеспечения широкой полосы захвата и фильтрующей способностью по отношению к внешним помехам. С этой целью в цепи управления системы часто используют более сложные фильтры [32].

Зная принцип работы системы ФАПЧ, нетрудно пояснить работу синтезатора, работающего по методу косвенного синтеза (методу анализа). Структурная схема такого синтезатора изображена на рис. 4.30. Сигнал с выхода делителя с переменным коэффициентом деления (ДПКД) поступает на ФД, на который одновременно поступает сигнал от кварцевого генератора (КГ) с частотой f_0 . Выходное напряжение ФД, как в обычной системе ФАПЧ, через ФНЧ воздействует на УЭ, который изменяет частоту ПГ. В качестве ПГ используется, как правило, транзисторный автогенератор, выполненный по схеме емкостной трехточки, и УЭ с варикапом, включенным в колебательный контур. В синхронном состоянии частоты сигналов, сравниваемых ФД, оказываются равными ($f_0 = f_{\text{ПГ}}/N$, где N — коэффициент деления ДПКД), и, следовательно, долговременная нестабильность выходной частоты ПГ та же, что и КГ. Меняя коэффициент деления N , по команде внешнего устройства, задающего код требуемой выходной частоты, можно изменять частоту колебаний на выходе синтезатора ($f_{\text{ПГ}} = N f_0$). При этом шаг частот синтезатора равен частоте f_0 . В качестве ДПКД используются счетчики

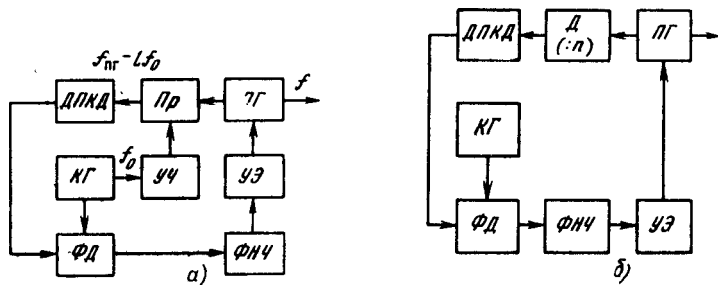


Рис. 4.31. Синтезатор частот с ДПКД с понижением частоты вычитанием (а) и делением (б)

импульсов, выполненные на цифровых интегральных схемах как средней, так и большой степени интеграции. Цифровые ДПКД устойчиво работают на частотах входного сигнала до 1,5...2 ГГц. Если $f_{\text{ПГ}} > 1,5...2$ ГГц, то для снижения частоты входного сигнала ДПКД используют пониженные частоты либо вычитанием (рис. 4.31), либо делением (рис. 4.32). При понижении частоты колебаний на выходе ДПКД вычитанием частота ПГ $f_{\text{ПГ}} = (N - K)f_{\text{ПГ}}$. Здесь K — коэффициент умножения умножителя частоты (УЧ). При этом шаг сетки частот синтезатора остается равным Δf .

При понижении частоты колебаний на входе ДПКД с помощью делителя D с постоянным коэффициентом деления m шаг частот синтезатора равен mf_0 .

Отметим, что схема с дополнительным делителем (см. рис. 4.31, б) имеет определенные преимущества по сравнению со схемой, в которой используется понижение частоты вычитанием (см. рис. 4.31, а), поскольку не требуется применения умножителя и смесителя. Эти элементы приводят к повышению уровня побочных составляющих в спектре выходного сигнала синтезатора.

В системах ДПКД при малом частотном шаге требуется низкая частота Kf_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 уже 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. 4.32). Одно из колец выбирается достаточно инерционным (ПГ₁, УЭ₁, ФНЧ₁, ДПКД₁), что обеспечивает хорошую фильтрацию внешних помех с частотой f_0 . Второе кольцо (ПГ₂, УЭ₂, ФНЧ₂, ДПКД₂) делается малоинерционным, что позволяет обеспечивать хорошее подавление собственных шумов

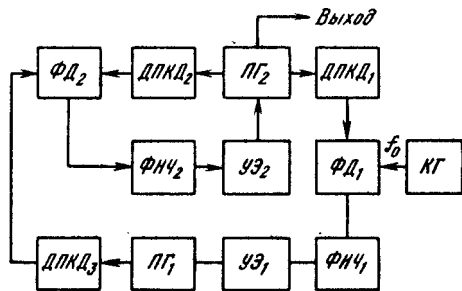


Рис. 4.32. Двухкольцевая схема синтезатора частот

шума этого генератора на спектральные характеристики выходного генератора ПГ₂. Синтезаторы с ДПКД, часто называемые также *цифровыми*, позволяют максимально использовать элементы цифровой схемотехники. Они имеют значительные преимущества перед другими типами синтезаторов по габаритным размерам, массе, технологичности и надежности.

Необходимо отметить, что цифровые синтезаторы легко сопрягаются с микроЭВМ, которые управляют коэффициентом деления ДПКД и производят предварительную установку частоты ПГ.

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, управление колебаниями, естественно, осуществляется непосредственно в возбудителе. При этом используются прямые и косвенные методы реализации угловой модуляции (см. гл.8). При прямом методе ЧМ управление колебанием осуществляется непосредственно в автогенераторе. В случае косвенного метода ЧМ (ФМ) выполняется с помощью управляемого фазовращателя.

В радиопередатчиках с АМ управление колебаниями по энергетическим соображениям чаще всего производится в оконечном или предоконечном каскаде (подробнее см. гл. 6). Тем не менее в сложных современных возбудителях все же предусматриваются режимы АЗ или А1, А2 либо в целях универсализации возбудителя, либо как резервные виды работ. Режим А1 осуществляется за счет выходного аттенюатора с электронным цифровым управлением блока ФВР. Однополосная модуляция с полностью или частично подавленным несущим колебанием с использованием верхней или нижней полосы реализуется фильтровым методом (см. гл. 7) непосредственно в возбудителе передатчика. Как правило, применяется многократная балансная модуляция. В качестве модуляторов используются кольцевые или балансные модуляторы. Требуемая боковая полоса (верхняя или нижняя) выделяется фильтром

выходного генератора ПГ. Соответствующим выбором коэффициентов деления ДПКД₁, ДПКД₂, ДПКД₃ можно при заданном диапазоне работы синтезатора (частота перестройки ПГ₂) обеспечить малую перестройку ПГ₁, что позволяет использовать КГ в качестве ПГ₁. Это, в свою очередь, дает возможность устранить влияние собственного

(LC-фильтром или электромеханическим). Таким образом, в современных универсальных возбудителях обычно формируются все виды работ, предусмотренные регламентом радиосвязи. Например, в возбудителе типа «ВО-71» предусмотрено более 30 видов работ.

В простейших возбудителях формирование требуемого вида работ производится непосредственно на рабочих частотах, т. е. в возбудителе нельзя отдельно выделить формирователь вида работ (см. рис. 4.1). Например, в синтезаторе частот с ДПКД (см. рис. 4.30) можно осуществить частотную модуляцию, вводя информационный сигнал непосредственно на вход УЭ. С увеличением числа каналов и диапазона рабочих частот возбудителя формирование вида работ и опорных частот становится целесообразным производить в самостоятельных блоках. Это объясняется тем, что совмещение указанных функций 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) выполняется на одной фиксированной вспомогательной частоте f_n , а в тракте переноса (ГП) сформированные колебания преобразуются 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.

Контрольные вопросы

1. Изобразите структурную схему возбудителя радиопередатчика и поясните назначение отдельных ее частей.
2. Приведите современные нормы на параметры возбудителей.
3. Какими параметрами характеризуется нестабильность частоты и фазы радиопередатчика?
4. Изобразите трехточечную схему транзисторного автогенератора.
5. Приведите уравнения стационарного режима автогенератора.
6. Поясните преимущества мягкого режима самовозбуждения.
7. Приведите необходимые условия возникновения автоколебаний в трехточечной схеме автогенератора.
8. В чем разница между понятиями долговременной и кратковременной нестабильностей частоты автогенератора?
9. Приведите примеры дестабилизирующих факторов и механизм их влияния на нестабильность частоты автогенератора.
10. Изобразите цепи питания транзисторного автогенератора.
11. Укажите основные преимущества кварцевого автогенератора.
12. Изобразите схемы кварцевых автогенераторов.
13. Укажите основные принципы построения синтезаторов частот.
14. Изобразите структурные схемы синтезаторов, выполненных по принципу цифрового прямого синтеза.
15. Поясните принцип работы системы ФАПЧ.
16. Изобразите структурную схему синтезатора частот с ДПКД и поясните ее работу.

Глава 5. Устойчивость работы генераторов с внешним возбуждением

5.1. ВИДЫ И ПРИЧИНЫ НЕУСТОЙЧИВОСТИ РАБОТЫ ГЕНЕРАТОРОВ

Теоретические понятия «устойчивость» или «неустойчивость» обычно применяют для характеристики какого-либо возможного, но всегда определенного состояния или процесса (обобщающий термин — «режим»), например состояния статического равновесия, процесса вынужденных колебаний, автоколебаний. Режим называют *устойчивым*, если мгновенное состояние системы, отличающееся от этого режима в начальный момент, приближается к нему с течением времени. *Неустойчивым* называют режим, от которого мгновенное состояние удаляется с течением времени.

Практическое же понятие устойчивости гораздо шире и сложнее. Реальные условия работы и параметры системы могут быть непостоянными и даже случайными. Поэтому необходимо, чтобы ГВВ устойчиво работал при любых допустимых сигналах на его входе и выходе, а функции, например АЧХ и ФЧХ, как можно меньше зависели от естественных на практике изменений его параметров. Зависимость функций от параметров в процессах регулировки, настройки и модуляции должна быть стабильной и взаимно однозначной.

Если параметры ГВВ строго постоянны и никаких внешних воздействий на него нет, то такую систему называют *автономной*. В ней могут существовать устойчивые и неустойчивые состояния статического равновесия, автоколебательные режимы, сложные движения, похожие на случайные процессы, переходные процессы. Почти единственной причиной неустойчивости автономной системы является преднамеренно организованная или паразитная обратная связь. Если в автономной системе существует несколько устойчивых режимов, то, какой именно из них установится, будет зависеть от начальных условий при включении системы. В результате при обычной ситуации, когда начальные условия носят случайный характер, могут устанавливаться неожиданные режимы. Наиболее известным и нежелательным проявлением неустойчивости ГВВ являются паразитные автоколебания. Они могут иметь

различные частоты, сложную форму, амплитуды от единиц милливольт до десятков киловольт. Даже самые слабые паразитные автоколебания совершенно недопустимы, так как они не только создают побочные колебания при взаимодействии с основным сигналом на нелинейности тракта, но и искажают основной сигнал и закон полезной модуляции, приводят к излучению паразитных сигналов даже при отсутствии основного сигнала. Мощные паразитные автоколебания могут повредить ЭП, особенно полупроводниковый, вызвать пробой конденсаторов, перегорание дросселей, резисторов, обгорание изоляции и др.

В рабочем режиме на входе ГВВ действует сигнал внешнего возбуждения, и генератор становится неавтономной системой. Проявления неустойчивости в ней осложняются тем, что они зависят от параметров внешнего возбуждения. Например, возникают колебания, когерентные или некогерентные с основным сигналом внешнего возбуждения, режимы деления частоты, искажения закона модуляции, скачки параметров выходного сигнала при плавных изменениях рабочего режима в процессе настройки ГВВ, плавное медленное «уползание» режима от заданного (без явных видимых причин) и другие виды неустойчивости.

Неавтономная, совершенно не имеющая ОС система может быть неустойчивой, если ее энергоемкие параметры (емкости, индуктивности) периодически или квазипериодически изменяются во времени [5.1]. В таких системах возможны те же проявления неустойчивости, что и в неавтономных системах с ОС, но преобладают когерентные с внешним сигналом автоколебания. Неустойчивость, вызванную только изменением энергоемких параметров, называют *параметрической*. Классическим примером такого явления служит неустойчивость состояния нулевой энергии в контуре с потерями при периодическом изменении его емкости.

Если ОС и параметрические эффекты недостаточны для возникновения неустойчивости и автоколебаний, но параметры системы, в том числе и не энергоемкие, непостоянны, то неустойчивость работы ГВВ проявляется в повышенной нестабильности его функций и параметров выходного сигнала. Причинами нестабильности параметров ГВВ могут быть разнообразные физические и химические процессы.

Плохое качество контактов и конструкций разъемных или подвижных соединений токонесущих элементов (особенно в цепях токов ВЧ) вызывает износ, нагрев, деформацию, искрение, распыление токопроводящих покрытий, образование окислов, нитридов, интерметаллидов и другие электрофизико-химические процессы, приводящие к электрическим шумам и шумовой модуляции выходного сигнала вплоть до отказов.

В мощных высоковольтных каскадах часто возникают тихие, коронные, тлеющие, искровые и даже дуговые разряды, приводящие к шумам и шумовой модуляции, образованию озона, окислов азота, кислот, раз-

рушению изоляции, лакокрасочных и токопроводящих покрытий, изоляторов. Системы водяного охлаждения и прочие увлажненные детали подвергаются электрохимической коррозии. Маслонаполненные трансформаторы, конденсаторы, линии задержки, фильтры и пр. подвергаются разрушению при попадании в масло воды и паров кислот и других веществ из воздуха и со стенок сосудов и трубопроводов. Все эти причины и процессы ведут в конечном итоге к нестабильной, с безвозвратными изменениями, т.е. к неустойчивой, с практической точки зрения работе всей аппаратуры.

На практике встречаются всевозможные сочетания причин и следствий неустойчивости. Главными, наиболее вероятными и трудно устранимыми причинами являются ОС, параметрические явления, износ и старение деталей. В генераторах на электровакуумных приборах основную роль играют паразитные ОС. В устройствах с реактивными диодами (параметрические усилители, преобразователи, умножители и делители частоты, модуляторы и регуляторы) преобладают параметрические эффекты. В транзисторных генераторах значительную роль играют и обычные паразитные электромагнитные ОС, электротепловая ОС, параметрические эффекты.

Реально все дестабилизирующие факторы, как правило, действуют одновременно и могут взаимно усиливать эффекты неустойчивости. Поэтому нужно всегда помнить о всем комплексе причин и применять все доступные меры обеспечения устойчивости.

5.2. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА УСТОЙЧИВОСТЬ ЛИНЕЙНОЙ И КВАЗИЛИНЕЙНОЙ СИСТЕМ

В ГВВ внутренняя и внешняя ОС всегда существует благодаря межэлектродным емкостям и индуктивностям выводов ЭП, а также вследствие электромагнитных связей входа и выхода каскада непосредственно или через общие цепи, например цепи питания, цепи измерительных приборов, щели перегородок, металлические детали привода настройки входа и выхода и т.п. В гл. 4 показано, что при достаточно сильной преднамеренно организованной положительной ОС в системе, состоящей из усилительного прибора и колебательного контура, возникают автоколебания.

Рассмотрим условие, при котором ОС не может быть единственной причиной неустойчивости и автоколебаний. Наиболее изучено влияние ОС на свойства линейных систем [4, 11, 12]. Известно, что комплексная передаточная функция линейного усилителя с одной петлей ОС, состоящего из однонаправленных блоков,

$$\underline{W} = \underline{K} / [1 - \underline{KB}] = \underline{K} / [1 - \underline{T}], \quad (5.1)$$

где $\underline{K} = \underline{K}(j\omega)$ — направленная от входа к выходу комплексная передаточная функция ветви прямой передачи; $\underline{B} = \underline{B}(j\omega)$ — направленная от выхода ко входу комплексная передаточная функция ветви ОС. Произведение $\underline{KB} = \underline{T}$ представляет собой полную комплексную передаточную функцию разомкнутой петли ОС и называется *петлевым усилением* или *возвратным отношением*. Знаменатель выражения (5.1) является общим для всех функций системы с ОС и называется *возвратной разностью*. Выражение (5.1) наглядно показывает, что при $\underline{T} = 1$ ОС может вносить сколь угодно большое увеличение модуля передаточной функции. При $\underline{T} = 1$ система теряет устойчивость.

Согласно критерию Найквиста [4, 11, 12] для того, чтобы линейная автономная система с единственной петлей ОС (одним управляемым генератором), устойчивая при разомкнутой петле, осталась устойчивой и при замкнутой петле, необходимо и достаточно, чтобы график \underline{T} при изображении его на плоскости с координатами $X = \operatorname{Re} \underline{T}$, $Y = \operatorname{Im} \underline{T}$ для всех $0 \leq \omega \leq \infty$ не охватывал точки (1, 0).

Если система неустойчива в разомкнутом состоянии или имеет несколько управляемых генераторов, то формулировка и применение критерия Найквиста заметно усложняются. При этом иногда оказывается более удобным использование критериев Рауса, Гурвица, Михайлова [4, 11, 12].

Получение строгих достаточных условий устойчивости нелинейных моделей ГВВ хотя в принципе и возможно [71, 93], но довольно проблематично и выходит за рамки настоящего учебника. Подавление высших гармоник в ГВВ создает условия применимости квазилинейного метода [4], который всюду используется в дальнейшем.

Располагая выражением для \underline{T} , можно определять запас устойчивости системы по амплитуде и фазе ОС. Обычно фаза и амплитуда паразитной ОС неизвестны и непостоянны, поэтому точное использование критерия Найквиста невозможно и нерационально. Очевидно, что если наложить условие $|\underline{T}| < 1$ для всех $0 \leq \omega \leq \infty$, то критерий Найквиста будет выполнен с запасом. Тогда при любой фазе неопределенной паразитной ОС и допустимых изменениях параметров ГВВ его режим будет устойчив. Это первое условие и причина необходимости ограничения величины $|\underline{T}|$ паразитной ОС.

5.3. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ФУНКЦИИ УСТОЙЧИВЫХ ЛИНЕЙНЫХ И КВАЗИЛИНЕЙНЫХ ГВВ

В устойчивой системе с постоянными параметрами введение ОС приводит к изменению АЧХ, ФЧХ, усиления мощности, входного и выходного комплексных сопротивлений и всех других функций системы. В ГВВ петля ОС всегда имеет сложную характеристику \underline{T} и всегда имеется частота, на которой $|\underline{T}| = 1$, а на АЧХ образуется острый пик,

что может стать непреодолимым препятствием при попытке создать усилитель ВЧ с большим усилением и П-образной формой АЧХ.

Цепи паразитной ОС почти всегда образуются ненаправленными пассивными элементами, по которым сигнал может проходить не только с выхода на вход, но и в прямом направлении со входа на выход даже при запертом ЭП. Явление прямого прохождения препятствует получению глубокой АМ, создает нежелательное прохождение сигнала на выход ГВВ в паузе при импульсной работе, особо вредное в радиолокационных передатчиках, мешающее приему отраженных от цели импульсов.

В устойчивой нелинейной системе, которую представляет собой ГВВ в режимах усиления больших сигналов с отсечкой, насыщением, токами сетки, в перенапряженном режиме и вообще во всех мощных транзисторных каскадах в дополнение к следствиям, указанным для линейных режимов, ОС может вызывать переход в нежелательный режим, например в перенапряженный при усилении АМ сигналов, недонапряженный при анодной или коллекторной амплитудной модуляции. В обоих случаях такой переход сопровождается увеличением нелинейных искажений. В нелинейных режимах благодаря ОС в ГВВ могут возникать гистерезисные явления, паразитная сопровождающая модуляция, перегрев и пробой p - n переходов.

В узкополосных ВЧ линейных и нелинейных ГВВ фаза паразитной ОС сильно зависит от частоты и параметров колебательных систем. Это может вызвать ложную настройку контуров по экстремумам токов анода и сеток, так как эти экстремумы почти всегда не соответствуют при наличии ОС точной настройке контуров. Несоответствие возникает из-за наличия имеющихся фазовых сдвигов в кольце ОС, не зависящих от настройки контуров. Если фаза ОС близка к $\pm 90^\circ$, то выходная проводимость приобретает мнимую составляющую, что, в свою очередь, изменяет резонансную частоту контуров. Часто бывает вообще невозможно предвидеть и обеспечить требуемую фазу паразитной ОС. Неопределенность фазы и амплитуды ОС создается естественным образом из-за разброса параметров при изготовлении ГВВ, в процессе регулировки, настройки, при старении деталей, изменении рабочей частоты, при модуляции, изменении питающих напряжений и т.п. Неопределенная по фазе ОС вносит неопределенность во все функции системы. Это вторая причина, из-за которой необходимо устранять или ограничивать величину T неопределенной паразитной ОС.

5.4. ВЛИЯНИЕ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ НА ПАРАМЕТРИЧЕСКУЮ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬ И МОДУЛЯЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ

Обратная связь изменяет не только функции, но и зависимость функций от параметров любой системы. Если эта зависимость чрезмерно

резкая, то система является практически непригодной, поскольку обеспечить строгую неизменность параметров реальной системы невозможно и, как правило, они вообще точно неизвестны. Особенно большие изменения рабочих параметров ГВВ происходят при настройке, регулировке и модуляции. Например, при сеточной или фазовой модуляции смещением усредненная крутизна меняется от некоторого номинального значения до нуля. При усилении больших сигналов с переменной амплитудой в транзисторных, а иногда и в ламповых усилителях изменение амплитуды сигнала вызывает изменение входного и выходного имитансов, проходной емкости, граничной частоты, усредненной крутизны. Изменения параметров ГВВ при АМ и усилении больших сигналов приводят к паразитным сопровождающим АМ, фазовой модуляции (СФМ) и амплитудно-фазовой конверсии (АФК), к перекрестным нелинейным искажениям в многоканальных и телевизионных передатчиках, потере четкости изображения в видеопередатчиках. Обратная связь может существенно усиливать эти вредные явления.

Нормальная работа и близость расчетных и экспериментальных характеристик системы с неопределенными параметрами возможны только при достаточном запасе устойчивости и малой чувствительности функций к изменению параметров — малой параметрической чувствительности. Даже небольшая ($|T| < 1$) положительная ОС может вызвать недопустимое увеличение параметрической чувствительности ГВВ. Вычисляя безразмерную параметрическую чувствительность $S_{\underline{K}}^{\underline{W}}$ передаточной функции \underline{W} , определяемой (5.1), к изменениям коэффициента прямой передачи \underline{K} простейшего усилителя с ОС, получаем

$$S_{\underline{K}}^{\underline{W}} = \frac{\partial \underline{W}}{\partial \underline{K}} \frac{\underline{K}}{\underline{W}} = \frac{1}{1 - \underline{T}}. \quad (5.2)$$

Здесь множитель $\underline{K}/\underline{W}$ вводится для того, чтобы чувствительность была безразмерной и можно было бы сравнивать чувствительность различных функций к разным параметрам. Из полученного выражения следует, что при $\underline{T} \rightarrow 1$ чувствительность стремится к бесконечности. При $\underline{T} = 0,9$ чувствительность системы с положительной ОС в 10 раз выше, чем при отсутствии ОС, когда $\underline{T} = 0$. При таком увеличении чувствительности изменение усиления в кольце ОС всего на 5% приводит к изменению передаточной функции усилителя с ОС почти вдвое.

Увеличение параметрической чувствительности и паразитных явлений СФМ и АФК — это третья причина, по которой необходимо ограничивать \underline{T} кольца неопределенной по фазе паразитной ОС.

5.5. МЕРА И ДОПУСК НЕОПРЕДЕЛЕННОЙ ПАРАЗИТНОЙ ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Из двух предыдущих параграфов следует, что мерой неопределенной по фазе ОС может служить величина $|T|$. Очевидно, что если наложить условие $|T| \ll 1$ для всех $0 \leq \omega \leq \infty$, то условия устойчивости будут выполнены с запасом, влияние ОС на функции и параметрическую чувствительность будет незначительным. Снижение $|T|$ кольца паразитной ОС связано с затратами на создание ЭП с ослабленной внутренней ОС, применением более совершенной развязки и экранировки входа от выхода ГВВ, снижением усиления, если исчерпаны другие способы. Определение максимально допустимой величины $|T|$ кольца паразитной неопределенной по фазе ОС — отдельная технико-экономическая задача. Она может решаться либо исходя из допуска на искажения функций за счет ОС, либо исходя из допуска на увеличение параметрической чувствительности.

Если потребовать, чтобы неопределенная по фазе паразитная ОС приводила к неопределенности модуля передаточной функции генератора того же порядка, что и существующий на практике разброс параметров деталей 5...20 %, то величину $|T|$ следует ограничить пределами

$$0,05 \leq |T| \leq 0,2. \quad (5.3)$$

В некоторых случаях в системе может присутствовать определенная по фазе отрицательная ОС, например: в катодном, эмиттерном, истоковом повторителях; в схемах с общими сеткой, базой, затвором; в схемах с введенным в цепь эмиттера, истока, катода стабилизирующим резистором и других схемах со стабилизирующей отрицательной ОС. В таких случаях требование неравенства (5.3) оказывается излишне жестким и его можно заменить следующим:

$$\operatorname{Re} T \leq 0,2. \quad (5.4)$$

При выполнении этого неравенства влияние ОС на функции системы может быть весьма значительным, но запас устойчивости будет достаточным. Так, в некоторых транзисторах можно встретить встроенные внутри корпуса конструктивные элементы-резисторы в цепи эмиттера, что позволяет обеспечивать устойчивую работу транзистора в широком диапазоне частот и температур, повышает входное сопротивление и линейность вольт-амперной характеристики транзистора, ослабляет параметрическую неустойчивость входной цепи.

Возможности использования корректирующей (в общем случае комплексной) ОС для улучшения характеристик ГВВ в настоящее время далеко не исчерпаны. С помощью ОС можно, например, создать вполне устойчиво работающий ГВВ с бесконечно большим и даже отрицательным усилением мощности. В последнем случае возбудитель будет получать энергию от возбуждаемого ГВВ и играть роль управляющего

тормоза. Реализация подобных идей на практике затрудняется высоким порядком петли ОС в ГВВ и нестабильностью их параметров. Тем не менее известны примеры успешного применения ОС для повышения усиления ГВВ и других целей.

5.6. ВОЗВРАТНОЕ ОТНОШЕНИЕ В СИСТЕМАХ С ЕДИНСТВЕННЫМ УСИЛИТЕЛЬНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ

Для установления зависимости T от параметров генераторов, содержащих единственный усилительный элемент (строго однонаправленный управляемый генератор), рассмотрим обобщенную эквивалентную схему ГВВ рис. 5.1. Блок S_1 отображает усилительные свойства ЭП и представляет собой идеальный генератор тока i_2 , управляемый напряжением $u_{1,3}$ со средней комплексной крутизной S_1 . Двухполюсники $\mathcal{Y}_1, \mathcal{Y}_2, \mathcal{Y}_3$ отображают усредненные по первой гармонике комплексные межэлектродные проводимости. Двухполюсники $\mathcal{Y}_4, \mathcal{Y}_5, \mathcal{Y}_6$ — проводимости соединения электродов управляемого генератора с общим узлом O и могут включать в себя как комплексные сопротивления выводов электродов реального ЭП, так и (в соответствующих местах) комплексные сопротивления источника сигнала и нагрузки. Переключатель SA позволяет изобразить на одном рисунке две различные схемы. Если он находится в положении 1, а ток источника внешнего возбуждения втекает в узел 1, то схема соответствует ступени с общим катодом, эмиттером, истоком. Только по этой схеме можно построить идеальный усилитель без ОС, поэтому для краткости будем называть ее *схемой У*. При указанном положении переключателя SA двухполюсник \mathcal{Y}_5 отображает суммарный иммитанс вывода управляющего электрода и внутреннего сопротивления источника сигнала, \mathcal{Y}_6 — иммитанс последовательного

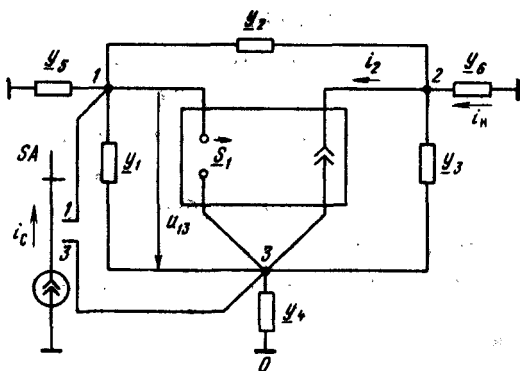


Рис. 5.1. Эквивалентная схема ГВВ

соединения вывода выходного электрода и нагрузки, y_4 — иммитанс только вывода общего электрода ЭП.

Если переключатель SA находится в положении 3, а ток внешнего возбуждения втекает в узел 3, то схема соответствует ступени с общими сеткой, базой, затвором. Только в такой схеме возможна операция добавления ко входному напряжению усиленного, поэтому будем называть ее *схемой Д*. При этом y_4 отображает адмиттанс последовательного соединения импедансов вывода общего электрода (катода, истока, эмиттера) ЭП и внутреннего сопротивления источника сигнала, а y_5 — только адмиттанс соединения управляющего электрода с общим узлом 0.

Считая, что источник возбуждающего тока подключен к узлу 1, а выходом является узел 3, можно изучать и схему катодного, истокового, эмиттерного повторителя, которую будем называть *схемой П*.

Для лампового генератора с общим катодом адмиттансы имеют вид

$$y_1 = I_{c1} U_c^{-1} + i\omega C_{ck},$$

$$y_2 = i\omega C_{ac},$$

$$y_3 = R_{il}^{-1} + i\omega C_{ak},$$

$$y_4 = (R_k + i\omega L_k)^{-1},$$

$$y_5 = (R_c + i\omega L_c + z_{cb})^{-1}.$$

Здесь R_{il} — внутреннее усредненное резистивное сопротивление лампы; R_k и L_k — сопротивление и индуктивность вывода катода; R_c и L_c — сопротивление и индуктивность сетки; z_{cb} — выходной усредненный импеданс источника возбуждения.

Для лампового генератора с общей сеткой $y_5 = (R_c + i\omega L_c)^{-1}$, а $y_4 = (R_k + i\omega L_k + z_{cb})^{-1}$. Остальные адмиттансы прежние.

Очевидно, что при $y_2 = 0$ и $z_4 = y_4^{-1} = 0$ ОС отсутствует. Адмиттанс y_2 создает ОС по напряжению, вводимую во входную цепь параллельно. Импеданс $z_4 = y_4^{-1}$ создает ОС по току, вводимую во входную цепь последовательно. Поскольку y_2 имеет обычно емкостный характер, а z_4 индуктивный, то с ростом частоты паразитная ОС растет пропорционально квадрату частоты. Поэтому в ВЧ генераторах и ЭП стремятся уменьшить емкость и индуктивность вывода общего электрода ЭП до конструктивно возможных пределов.

Идеальный управляемый генератор (блок S_1) обладает по определению строгой направленностью, что позволяет вычислять T для реальной

системы. С этой целью в схеме на рис. 5.1 заменим звезду с лучами $\underline{y}_4, \underline{y}_5, \underline{y}_6$ и центром в точке O на треугольник проводимостей:

$$\underline{y}_7 = \underline{y}_4 \underline{y}_6 / (\underline{y}_4 + \underline{y}_5 + \underline{y}_6),$$

$$\underline{y}_8 = \underline{y}_5 \underline{y}_6 / (\underline{y}_4 + \underline{y}_5 + \underline{y}_6),$$

$$\underline{y}_9 = \underline{y}_4 \underline{y}_5 / (\underline{y}_4 + \underline{y}_5 + \underline{y}_6),$$

как показано на рис. 5.2. В результате оказывается, что схемы усилителя с ОС и автогенератора, выполненного на трехполюснике (см. рис. 4.2), совпадают. Устройства же отличаются только значением величины T и некоторыми несущественными с точки зрения самовозбуждения деталями.

Легко заметить, что в схеме на рис. 5.2 комплексный коэффициент передачи прямой ветви

$$\underline{K} = -\underline{S}_1 \underline{z}_3 (\underline{z}_1 + \underline{z}_2) / (\underline{z}_1 + \underline{z}_2 + \underline{z}_3). \quad (5.5)$$

Комплексный коэффициент передачи ветви ОС

$$\underline{B} = \underline{z}_1 / (\underline{z}_1 + \underline{z}_2). \quad (5.6)$$

Здесь

$$\underline{z}_1 = (\underline{y}_1 + \underline{y}_9)^{-1}; \quad \underline{z}_2 = (\underline{y}_2 + \underline{y}_8)^{-1}; \quad \underline{z}_3 = (\underline{y}_3 + \underline{y}_7)^{-1}.$$

Следовательно, искомое возвратное отношение в схеме на рис. 5.1

$$\underline{T} = \underline{KB} = -\underline{S}_1 \underline{z}_1 \underline{z}_3 / (\underline{z}_1 + \underline{z}_2 + \underline{z}_3). \quad (5.7)$$

Этой формулой можно пользоваться для расчетов запасов устойчивости усилителей и ГВВ, запаса самовозбуждения, а также параметров установившегося режима автогенераторов. Приравнивая правую часть (5.7) единице, получаем уравнение гармонического баланса автогенератора в комплексной форме. Выражение (5.7) легко запоминается, однако точный анализ влияния параметров исходной схемы (см. рис. 5.1) на величину T с его помощью довольно сложен. Развернутое выражение T через параметры схемы дано в [5.6]. При качественном и даже приближенном количественном анализе можно исходить из априорного и часто выполняющегося на практике предположе-

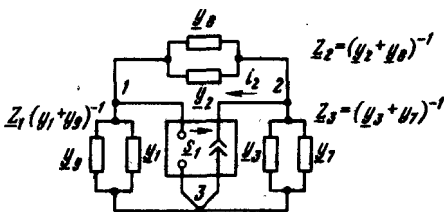


Рис. 5.2. Эквивалентная схема для расчета петлевого усиления

ния о том, что паразитные параметры ГВВ, создающие паразитную ОС, малы по сравнению с остальными величинами: $\underline{y}_2 \rightarrow 0$ и $\underline{z}_4 \rightarrow 0$. При этом

$$\underline{T} \approx -\underline{S}_1(\underline{y}_2 \underline{y}_4 + \underline{y}_5 \underline{y}_6)/[(\underline{y}_1 + \underline{y}_5)\underline{y}_4(\underline{y}_3 + \underline{y}_6)]. \quad (5.8)$$

Анализ выражения для \underline{T} и непосредственно схемы реального ГВВ показывает, что при заданных (доведенных до конструктивных пределов) \underline{y}_2 и \underline{z}_4 величину $|\underline{T}|$ можно снижать, уменьшая $|\underline{S}_1|$ или увеличивая $|\underline{y}_1|$ и $|\underline{y}_3|$. Эти меры, однако, приводят к снижению усиления. Увеличение $|\underline{y}_1|$ возможно при переходе к режиму с большими токами сетки в усилителях сигналов с постоянной амплитудой. Увеличение же $|\underline{y}_3|$ достигается при переходе к перенапряженному режиму, если это возможно.

При абстрактном рассмотрении, когда численные значения параметров схем У, Д и П неизвестны, все эти схемы совершенно эквивалентны и вопрос о том, какая из них обеспечивает наибольшую устойчивость ГВВ, не имеет смысла. При практической же реализации ГВВ по этим схемам оказывается, что трудности снижения паразитных проходных параметров в различных схемах неодинаковы.

Схема У при большой проводимости источника сигнала совершенно аналогична схеме Д, имеющей такую же проводимость соединения сетки с общим узлом 0. В случае, когда $|\underline{y}_5| \rightarrow \infty$, $|\underline{y}_3| \rightarrow 0$, обе схемы описываются следующим из (5.7) общим выражением

$$\underline{T} \approx -\underline{S}_1/(\underline{y}_1 + \underline{y}_4). \quad (5.9)$$

В диапазоне не слишком высоких частот, когда можно считать, что $\text{Re}(-\underline{S}_1) < 0$, $\text{Im}(-\underline{S}_1) = 0$, ступень будет заведомо устойчива, так как $\text{Re}(\underline{y}_1 + \underline{y}_4) > 0$ и, следовательно, $\text{Re}\underline{T} < 0$, что означает наличие определенной по фазе «отрицательной» ОС, повышающей устойчивость.

Практическая реализация условия $|\underline{y}_5| \rightarrow \infty$ может быть затруднена для схемы У при недостаточной мощности источника возбуждения, тогда как в схеме Д это условие легко реализовать, соединив управляющий электрод с узлом 0 накоротко. Условие $|\underline{y}_3| \rightarrow 0$ достигается в недонапряженном режиме для ЭП с большим R_f .

В случае мощного ГВВ на биполярном транзисторе, когда усилительный элемент рассматривается как генератор тока, управляемый током [формулу (5.7)], можно упростить, полагая $|\underline{y}_1| \rightarrow \infty$ и обозначая через $-\underline{\beta}_1 = -\underline{S}_1/\underline{y}_1$, комплексный усредненный коэффициент усиления тока базы. Тогда

$$\underline{T} \approx -\beta_1(\underline{y}_2\underline{y}_4 + \underline{y}_5\underline{y}_6)/[\underline{y}_4(\underline{y}_3 + \underline{y}_6)]. \quad (5.10)$$

Выражение (5.10) показывает, что, уменьшая $|\underline{y}_2|$, $|\underline{y}_5|$, $|\underline{y}_6|$ и увеличивая $|\underline{y}_3|$, можно уменьшить $|\underline{T}|$ до любого заданного значения. Практически это означает, что каскад на мощном БТ следует возбуждать от источника тока с большим внутренним сопротивлением, применять, если возможно, перенапряженный режим, проходную емкость снижать до предела.

Из приведенной на рис. 5.2 схемы непосредственно следует, что если $\underline{y}_2 + \underline{y}_8 = 0$, то в ГВВ нет ОС. Это условие эквивалентно равенству нулю суммы $\underline{y}_5\underline{y}_6 + \underline{y}_2(\underline{y}_4 + \underline{y}_5 + \underline{y}_6)$. В эту сумму входит параметр источника возбуждения (\underline{y}_5 для схемы типа У или \underline{y}_4 для схемы типа Д). Выбрав этот параметр из условия равенства нулю указанной суммы, можно обратить T кольца паразитной ОС в нуль, если при этом знаменатель T в нуль не обращается ни на одной частоте (разомкнутая петля устойчива). Практически реализовать такую компенсацию обратных связей во всей полосе частот от нуля до бесконечности невозможно, так как потребуются элементы с отрицательными параметрами. В узкой же полосе частот это приближенно возможно. Анализ такой возможности является хорошей задачей для самостоятельной работы читателя.

Один из эффективных способов повышения устойчивости ГВВ состоит, как указывалось, во введении заведомо отрицательной ОС. Например, в схеме У можно ввести резистор последовательно с выводом катода, эмиттера, истока. Важно отметить, что при этом порядок системы не повышается. К сожалению, данная мера не всегда возможна по конструктивным и энергетическим причинам. В схеме Д роль такого резистора играет внутреннее (выходное) комплексное сопротивление источника возбуждения, и в такой схеме, как отмечено в комментарии к формуле (5.9), существует отрицательная ОС.

В двухтактных схемах одновременно существуют два противофазных напряжения на входе и выходе, поэтому в таких схемах легко реализуются цепи широкополосной отрицательной ОС. Введение таких цепей называют нейтрализацией.

5.7. ПАЗАИТНЫЕ ОБРАТНЫЕ СВЯЗИ В КОНКРЕТНЫХ СХЕМАХ И СПОСОБЫ ИХ ОСЛАБЛЕНИЯ

Согласно критерию Найквиста для оценки устойчивости усилителя необходимо рассматривать значение \underline{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 ГВВ, включая цепи питания, монтажные проводники, блокировочные элементы и т.п. Здесь

возникают затруднения, связанные с обнаружением цепей паразитной ОС и количественной оценкой паразитных параметров связей, зависящих от размеров, формы, материала и взаимного расположения основных и вспомогательных деталей, цепей питания, измерительных цепей, органов управления, наличия экранов, отверстий, качества контактных соединений и других факторов. В [47] приведены некоторые конкретные данные по этим вопросам и примеры правильного и ошибочного выполнения монтажа усилительно-генераторных каскадов, фильтров, экранов и других устройств.

В качестве первого примера рассмотрим схему лампового ГВВ на тетраде, изучаемую в гл. 2 и 3, со всеми вспомогательными цепями и паразитными параметрами, справедливую в широком диапазоне частот (рис. 5.3,а). 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_{ae1} , C_{ae2} , C_{cx} , $C_{cl,c2}$ — межэлектродные емкости, а L_a , L_k , L_c — индуктивности выводов лампы. Эта схема довольно сложна, имеет много частных резонансов (собственных частот), причем параметры каждого из них зависят от всех ее элементов. Строгое непосредственное изучение этой схемы неудобно. Учитывая априорное предположение о большом разnose собственных частот и слабом взаимодействии резонансов, практически ее рассматривают приближенно и отдельно для области низких, средних (рабочих), высоких и сверхвысоких частот.

Так, в диапазоне частот, намного меньших рабочей частоты, можно использовать схему рис. 5.3,б. Как видно из этой схемы, она содержит два колебательных контура, образованных блокировочными элементами. Обратная связь создается проходной емкостью C_{ae} . 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 данном случае сопротивления контуров $L_2 C_2$ и $L_3 C_3$ носят индуктивный характер. Такие автоколебания называют *дроссельными*, поскольку их частота ограничивается индуктивностями дросселей L_2 и L_3 . Для устранения этих автоколебаний снижать добротность дросселей можно либо путем использования проводов с большими потерями или небольших добавочных резисторов в цепи дросселей, либо значительным увеличением L_2 .

Во всем диапазоне рабочих частот можно пренебрегать блокировочными и разделительными элементами и учитывать только проходную емкость, проходную индуктивность L_k и основные колебательные контуры $L_1 C_1$ и $L_5 C_5$ (рис. 5.3,в). Эта схема также может стать неустойчивой, причем если оба контура настроены на рабочую частоту, то частота паразитных автоколебаний несколько ниже рабочей частоты в пределах полосы пропускания контуров. Расчет T в этой схеме можно выполнить по (5.7).

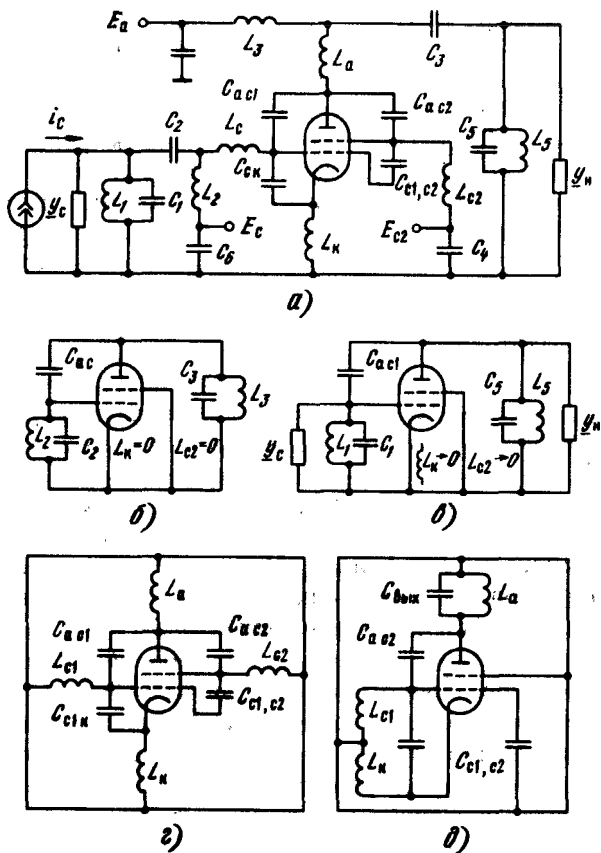


Рис. 5.3. Принципиальная схема тетродного ГВВ с учетом паразитных параметров лампы:
a — исходная; *б* — для частот ниже рабочего диапазона; *в* — для рабочего диапазона частот;
г — для частот выше рабочего диапазона

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 «заземленный катод» устойчива только в диапазоне длинных волн. Для обеспечения устойчивой работы триодных каскадов в КВ, УКВ и СВЧ диапазонах приходится использовать схему с общей сеткой, изучаемую в гл. 2 и 3 (рис. 5.4). Очевидно, что в этой схеме только при $L_c = 0$ сетка будет играть роль экрана. Иногда рационально применять в схеме типа «общая сетка» не только триоды,

или детектора, необходимо расстраивать или шунтировать основной резонансный контур.

С увеличением выходной мощности генератора возрастают геометрические размеры ламп и деталей каскада, возрастает крутизна ламп, их проходная и другие межэлектродные емкости. Длина вывода катода и размеры других элементов монтажа и деталей становятся соизмеримыми с четвертью длины волны рабочих или возможных паразитных колебаний. Приходится учитывать распределенные паразитные параметры, скин-эффект и запаздывание сигнала в конденсаторах, катушках индуктивности, резисторах, ЭП. Анализ этих устройств сильно усложняется и показывает новые возможности появления неустойчивости и паразитных колебаний в сложных системах с распределенными параметрами, например неэквипотенциальность внутриламповых поверхностей и возможность внутриламповых паразитных колебаний большой мощности. В частности, весьма затруднительным становится обеспечение малых комплексных сопротивлений соединительных проводников, что особенно резко сказывается на работе мощных транзисторных генераторов СВЧ, имеющих рабочее сопротивление нагрузки и входное сопротивление порядка 1 Ом и менее. Эквивалентные схемы мощных транзисторов СВЧ в виде моделей с сосредоточенными параметрами становятся настолько сложными (содержат более 30 энергоемких элементов), что вызывают сомнения в рациональности их использования, исключают возможности безмашинного количественного их анализа. 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 малое значение индуктивности вывода сетки и рациональный монтаж, сводящий к минимуму дополнительные индуктивности и проходные емкости. В мощных каскадах данные условия удается обеспечить только при непосредственном соединении сетки с шасси по всем точкам окружности кольцевого вывода сетки. Все детали анодной цепи такой ступени должны быть отделены от деталей катодной (входной) цепи электромагнитным экраном. В такой ступени не только возбуждение, но и смещение приходится подавать на катод. Источники сигнала и смещения нагружаются токами катода, а не только сетки, что не позволяет использовать усиление лампы по току. Усиление мощности в схеме с общей сеткой получается небольшим, но устойчивым.

Наиболее выгодным способом повышения устойчивости является всемерное снижение проходных емкости и 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 про-

ходных емкости и индуктивности. Так, переход от триодов к экранированным лампам позволяет уменьшить проходную емкость за счет введения внутреннего экрана — второй (экраниой) и третьей (защитной) сеток.

Эффективным способом ослабления обратной связи через проходную емкость является нейтрализация, понятие действие которой проще всего, рассматривая двухтактную мостовую схему нейтрализации рис. 5.5. В этой схеме при $C_{M1}C_{N2} = C_{ac1}C_{ac2}$ наблюдается 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 однотактных каскадов, которые получаются при удалении одной из ламп двухтактной схемы и одного нейтротинного конденсатора.

В однотактных схемах нет симметрии, поэтому нейтрализация получается не совсем точной и схемы удовлетворительно работают только при достаточно высокой рабочей добротности ($Q_{\text{раб}} > 5 \dots 10$) «фазорасщепительных» контуров (контуров со средней точкой). Условие балансировки обеих схем имеет вид $C_1C_N = C_{ac}C_2$.

Следует заметить, что введение нейтрализации может привести к появлению паразитных СВЧ автоколебаний, так как соединительные проводники нейтротинных конденсаторов имеют паразитную индуктивность, образующую с межэлектродными емкостями ламп, нейтротинных конденсаторов и индуктивностями выводов ламп дополнительные колебательные цепи. Такие СВЧ автоколебания называют *нейтротинными*. Для борьбы с ними снижают добротности нейтротинных

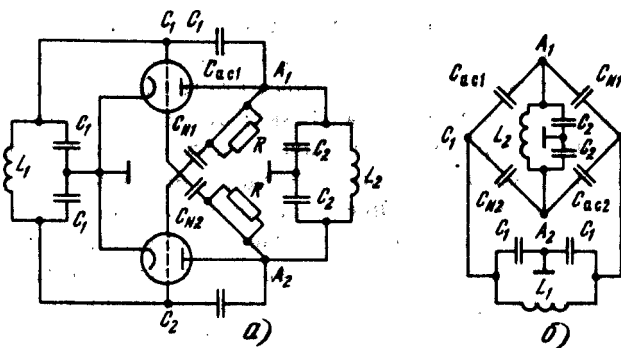


Рис. 5.5. Схемы нейтрализации обратной связи двухтактного ПГВ:
 а — принципиальная; б — эквивалентная мостовая

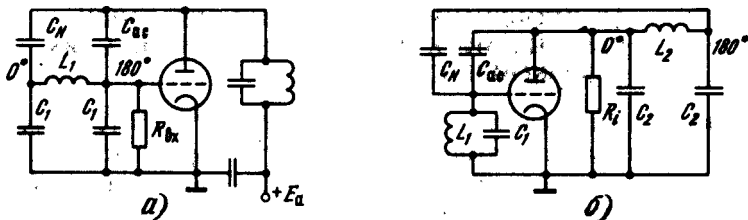


Рис. 5.6. Схемы нейтрализации обратной связи однотактного ГТВ:
 а — с сеточным фазовращателем; б — с анодным фазовращателем

контуров в диапазоне СВЧ параллельным подключением к нейтродинной шине безындуктивных резисторов R (см. рис. 5.5,а).

Из схемы на рис. 5.1 непосредственно следует, что в схеме У при выполнении условия

$$\underline{y}_1 \underline{y}_6 = \underline{y}_2 \underline{y}_4 \quad (5.11)$$

действие проводимости \underline{y}_5 оказывается нейтрализованным: генератор возбуждающего сигнала полностью развязан от выходного сигнала возбуждаемого генератора. Если при этом крутизна проходной характеристики усилительного элемента выражается отрицательным вещественным числом, то ступень охвачена фазопределенной отрицательной ОС и заведомо устойчива.

Практическая реализация условия (5.11) приближенно достигается при введении в цепь эмиттера, истока, катода безындуктивного резистора с определенным сопротивлением при резистивном характере нагрузки и емкостном характере проводимости между входными управляющими электродами.

В специальных приборах СВЧ паразитная ОС играет весьма значительную роль. Так, диодные генераторные приборы СВЧ вообще имеют вход, совмещенный с выходом и априори охвачены 100 %-ной ОС. Направленность действия диодных и других ГВВ СВЧ (как усилителей) создается с помощью вентиляй и циркуляторов, которые ослабляют сигнал ОС (с выхода усилителя на вход) до 30...40 дБ.

В усилителях на лампах бегущей волны (ЛБВ) ОС также очень велика и ЛБВ могут нормально работать в режиме усиления только при очень хорошем согласовании на выходе либо при наличии вентиляй или циркуляторов.

Наименьшей внутренней ОС обладают многорезонаторные пролетные клистроны, в которых резонаторы играют роль внутренних экранов между входом и выходом. При использовании этих приборов приходится уделять основное внимание внешним цепям ОС.

5.8. ОСОБЕННОСТИ ДЕЙСТВИЯ ОБРАТНЫХ СВЯЗЕЙ В МНОГОКАСКАДНЫХ УСИЛИТЕЛЯХ ВЫСОКОЙ ЧАСТОТЫ

Многокаскадные усилители содержат несколько усилительных элементов (управляемых генераторов) и много цепей паразитной ОС. Поэтому их можно охарактеризовать единственным возвратным отношением только приблизительно. Например, рис. 5.7 имеет два усилительных элемента и в каждом отдельно взятом элементе возвратное отношение может стать недопустимо большим.

Предположим, что второй управляемый генератор заперт: $|\underline{S}_{1,2}| = 0$. Тогда первый усилительный элемент оказывается единственным, но его нагрузка имеет сложную схему и к проводимости $\underline{Y}_{2,1}$ добавляется внешняя емкостная проводимость $\underline{Y}_{2,1,4}$, образуемая монтажной емкостью, цепями питания и т.д.

Включение каждого следующего управляемого генератора добавляет к ранее имевшимся обратным связям дополнительные и, кроме того, что особенно важно, изменяет \underline{T} первого каскада, ибо при двух усилительных элементах в цепь ОС первого каскада попадает (хотя и ослабленный) сигнал ОС, охватывающий оба каскада.

Если ограничиться учетом только внутренних обратных связей, то при возвратном отношении в каждом каскаде $\underline{T}_k \ll 1$ возвратное отношение n -каскадного усилителя в целом [12]

$$\underline{T}_\Sigma = \sum_{k=1}^n \underline{T}_k \quad (5.12)$$

Оказывается, что, например, искажения частотной характеристики многокаскадного усилителя, склонность к самовозбуждению, параметрическая чувствительность в первом приближении с учетом только внутренних обратных связей определяются значением \underline{T}_Σ так же, как и в

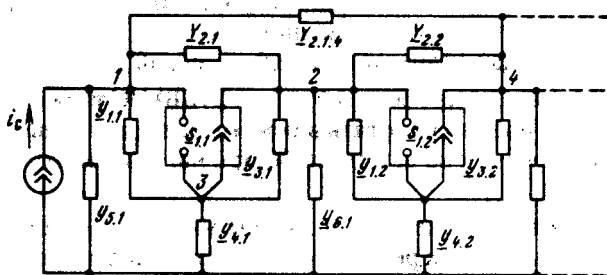


Рис. 5.7. Эвивалентная схема многоступенчатого усилителя с обратными связями

однокаскадном усилителе. При заданном значении искажений частотной характеристики из-за наличия ОС, одинаковом для одно- и многокаскадных усилителей, допустимый коэффициент усиления по мощности в многокаскадном усилителе

$$K_{p\text{Эдоп}} = n^{-n} \prod_{k=1}^n K_{p\text{кдоп}} \quad (5.13)$$

С учетом же внешних ОС при увеличении числа каскадов значение T и его влияние на функции усилителя возрастают не в арифметической, а в геометрической прогрессии. Поэтому в многокаскадных усилителях и ГВВ с большим усилением без умножения или преобразования частоты следует особенно тщательно снижать не только паразитные ОС выхода и входа усилителя, но и возвратное отношение в каждом каскаде.

5.9. ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ НЕУСТОЙЧИВОСТЬ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

В генераторных режимах усилительный полупроводниковый элемент работает при больших, часто при близких к предельно допустимым изменениях токов и напряжений. Это вызывает значительные изменения активных и реактивных параметров устройства, например барьерных и диффузионных емкостей p - n переходов. Изменение во времени реактивных (энергоемких) параметров, как известно из теории нелинейных электрических цепей [4, 94], может привести к неустойчивости и автоколебаниям, называемым *параметрическими*.

На рис. 5.8 и рис. 5.9 приведены варианты принципиальной и эквивалентной схем транзисторного генератора, показывающие возможность возникновения параметрической неустойчивости. Даже упрощенная эквивалентная схема довольно сложна, она описывается нелинейным дифференциальным уравнением 11-го порядка и содержит два резистивных $G_{6к}$ и $G_{6з}$, и два реактивных $C_{6к}$ и $C_{6з}$ переменных параметра.

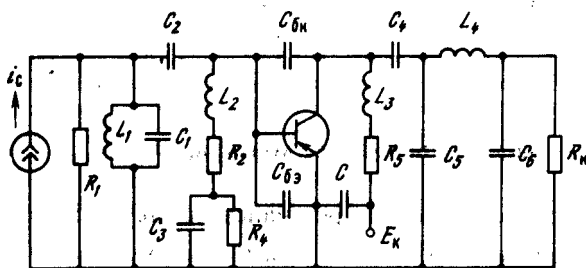


Рис. 5.8. Принципиальная схема транзисторного ГВВ

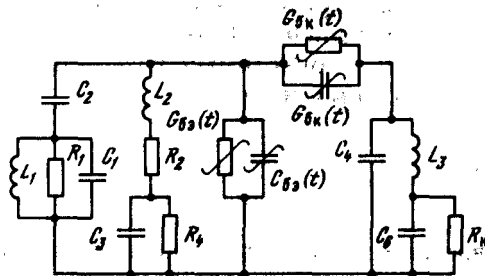


Рис. 5.9. Принципиальная схема транзисторного ГВВ

Схема имеет много собственных резонансных частот, и в ней могут возбуждаться сложные периодические и непериодические автоколебания: модулированные, прерывистые и релаксационные. Конкретная картина явлений зависит от значений параметров схемы, глубины их модуляции, настройки и добротности основных и паразитных контуров и т. п.

Если все блокировочные и вспомогательные элементы выбраны правильно, их добротность мала и они не образуют колебательных контуров, то параметрическая неустойчивость может проявиться либо в неожиданном и даже опасном возрастании выходного сигнала, либо в автоколебаниях на частоте, близкой к рабочей, либо в гистерезисном характере настройки и т. п.

При достаточных добротности и глубине модуляции параметров паразитных контуров, например L_3C_4 или L_2C_2 , в них могут возникнуть когерентные или некогерентные с рабочим сигналом автоколебания.

Если паразитный резонанс единственный и его частота $\omega_n = (\omega/2)n$ (ω — частота полезного усиливаемого гармонического сигнала, вызывающего модуляцию емкости; $n = 1, 2, 3, \dots$ — натуральное число), то самовозбуждение возможно при глубине модуляции полной емкости контура

$$m_c > 2\sqrt[n]{d}, \quad (5.14)$$

где $d = Q^{-1}$ — рабочее затухание контура; $m_c = (C_{max} - C_{min}) / (C_{max} + C_{min})$.

Если в системе возможны резонансы на двух частотах ω_1 и ω_2 в контурах с полными емкостями C_1 и C_2 , затуханиями d_1 и d_2 , причем контуры связаны переменной емкостью, то самовозбуждение легче всего возникает при условии

$$\omega_1 + \omega_2 = \omega, \quad \omega_1 \approx \frac{l}{k} \omega, \quad \omega_2 \approx \frac{k-l}{k} \omega, \quad (5.15)$$

где k и l — натуральные числа ($l < k$). В этом случае оценку опасной глубины модуляции емкости связи можно сделать по той же формуле (5.14), полагая, что средняя емкость эквивалентного (одного) контура $C_{cp} = \sqrt{C_1 C_2}$, а его среднее затухание $d_{cp} = \sqrt{d_1 d_2}$.

Основные меры борьбы с параметрической неустойчивостью — снижение добротности паразитных контуров, уменьшение глубины модуляции их реактивных параметров. В узкодиапазонных ГВВ или при усилении сигналов с постоянной частотой в качестве меры борьбы с параметрической неустойчивостью можно использовать рациональный выбор частот паразитных резонансов, максимально нарушающий частотные соотношения, необходимые для самовозбуждения.

Контрольные вопросы

1. Объясните различие теоретического и практического понимания термина «неустойчивость».
2. Назовите три основные причины и три различных вида неустойчивости работы ГВВ.
3. Выведите самостоятельно формулу (5.1).
4. Будет ли устойчив линейный усилитель с ОС, если известно, что на отрезке частот от ω_1 до ω_2 $\operatorname{Re} \Pi(i\omega) > 1$, а для всех остальных ω $\operatorname{Re} \Pi(i\omega) < 1$?
5. Опишите явления, которые можно наблюдать в ГВВ, безразмерная чувствительность которого равна 10^4 в обычных условиях эксплуатации передатчика.
6. Выведите точную формулу, по которой можно определить возвратное отношение в системе, состоящей из единственного активного трехполосника — генератора тока, управляемого напряжением, выводы которого включены к вершинам треугольника комплексных сопротивлений.
7. Укажите пять способов ослабления паразитной ОС в ГВВ.
8. Что может измениться в устойчивом ГВВ при изменении возвратного отношения в нем без нарушения условий устойчивости?
9. Сравните по устойчивости схемы ГВВ с общим катодом, общей сеткой и общим анодом.
10. Можно ли указать иммитанс источника сигнала возбуждения единственной ступени, при котором для всех $0 \leq \omega \leq \infty$ возвратное отношение ОС, создаваемой проходной емкостью и проходной индуктивностью, оказалось бы тождественно равным нулю?
11. Отдельно взятая ступень создает усиление напряжения, равное 7. На одной из частот полосы пропускания этой ступени $T = 0,199$, на всех остальных частотах $|T| < 0,199$. Какое наибольшее устойчивое усиление напряжения можно получить при последовательном соединении таких ступеней? Сколько ступеней будет содержать каскадный усилитель? На сколько процентов может увеличиваться крутизна ЭП в каждой ступени при увеличении напряжения питания из-за колебаний напряжения питающей сети без нарушения условий устойчивости?
12. Укажите три независимых способа борьбы с параметрической неустойчивостью.

Глава 6. Передатчики с амплитудной модуляцией

6.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Как известно, в соответствии с ГОСТом на термины в радиосвязи *модуляцией* называется процесс изменения одного или нескольких параметров несущего радиочастотного колебания в соответствии с изменением параметров передаваемого (модулирующего) сигнала. *Несущая* или *несущее колебание* — электрическое или электромагнитное колебание, предназначенное для образования радиочастотного сигнала с помощью модуляции. Модулирующий сигнал содержит в себе подлежащую передаче информацию. В случае амплитудной модуляции (АМ) изменяемым (модулируемым) параметром гармонической несущей является амплитуда колебаний $I = I(t)$, изменяющаяся пропорционально подлежащему передаче сигналу $U_{\Omega}(t)$; в результате модуляции получается сложное негармоническое колебание.

В настоящее время основными областями применения АМ являются: звуковое радиовещание на «длинных», «средних» и «коротких» волнах (диапазоны частот НЧ, СЧ и ВЧ) и телевизионное вещание в метровом и дециметровом диапазонах (ОВЧ и УВЧ) — передатчики изображения (см. табл. 1.1). Для целей радиосвязи АМ применяется в авиации в диапазонах 118...136 МГц (ближняя радиосвязь). В отечественной практике АМ применяется также в трехпрограммном проводном вещании.

Наметилась тенденция постепенного перехода в радиовещании от АМ к однополосной (см. гл. 7). В первую очередь на систему однополосной модуляции (ОМ) планируется перевести вещание в диапазоне ВЧ. Прорабатывается применение варианта ОМ, совместимого с используемой в настоящее время и сохраняющейся на ближайшее будущее АМ [58, 78].

Для создания информационных и художественных программ звукового радиовещания существуют специальные предприятия — радиовещательные студии, радиодома. Студии центрального вещания расположены в Москве. Во многих крупных городах есть студии местного радиовещания [10].

Подлежащее передаче сообщение в форме человеческой речи, музыки и т. п. с помощью микрофона преобразуется в электрический сигнал

со сложным спектром в области тональных (звуковых) частот. Этот сигнал по специальным каналам электросвязи (кабельным, радиорелейным или др.) передается на радиовещательные передатчики, располагающиеся обычно за городом на так называемых *радиопередающих центрах (станциях)*.

Звуковой сигнал характеризуется шириной занимаемой полосы частот ($\Omega_{min} \dots \Omega_{max}$) и интенсивностью (напряжением U_{Ω}). В соответствии с передаваемой речью, музыкой или их сочетанием меняются составляющие спектра и их величины; звуковой сигнал вещания является случайным процессом [10]. Для передатчика этот сигнал является модулирующим.

Распределение мощности сигнала в полосе звуковых частот характеризуется спектральной плотностью $S(\Omega)$ [или $S(F)$]. На рис. 6.1 показана спектральная плотность русской речи, отнесенная к максимальной спектральной плотности, наблюдающейся на частоте вблизи $F = 300$ Гц. Как видно, спектральная плотность весьма неравномерна. Весь спектр акустических колебаний, воспринимаемый человеческим ухом, занимает широкую полосу частот — примерно $20 \dots 20\,000$ Гц; максимум чувствительности уха около 1000 Гц. Наиболее «мощные» спектральные составляющие человеческого голоса сосредоточены в узкой полосе $200 \dots 600$ Гц.

Для обеспечения разборчивого восприятия речи при радиотелефонной связи (так называемая *коммерческая радиотелефония*) достаточно равномерно пропускать через передатчик полосу модулирующих частот $300 \dots 3400$ Гц (в некоторых случаях $300 \dots 3000$ или др.) с допустимой неравномерностью в этой полосе примерно $\pm(2 \dots 3)$ дБ. Для обеспечения эстетического восприятия в радиовещании необходимо с заданной допустимой неравномерностью передавать существенно более широкую полосу частот: для высшего класса (МВ ЧМ вещание, см. гл. 8) $30 \dots 15\,000$ Гц, для первого класса (звуковое сопровождение телевидения) $50 \dots 10\,000$ Гц, для второго класса (вещание с АМ на длинных, средних и коротких волнах) $100 \dots 6300$ Гц при допустимой неравномерности около $\pm(0,7 \dots 1,5)$ дБ. Требования к показателям качества передатчика того или иного назначения приводятся в соответствующих ГОСТах [82, 83].

Большинство подлежащих передаче по радиоканалам сигналов $u(t)$ (речевой, музыкальный и т. п.) имеют среднее значение $u_0 = 0$. Исключение составляет телевизионный сигнал изображения, содержащий в себе информацию о средней освещенности кадра.

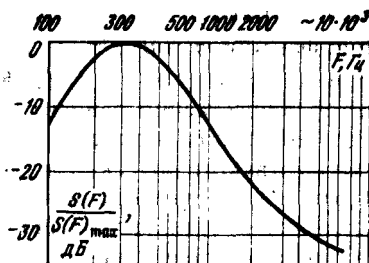


Рис. 6.1. Спектр речевого сигнала

ценности передаваемого изображения (подробнее см. гл. 9).

Дисперсия передаваемого сигнала σ_u^2 , характеризующая его среднюю мощность, связана со спектральной плотностью мощности соотношением

$$\sigma_u^2 = (1/2\pi) \int_{\Omega_{\min}}^{\Omega_{\max}} S(\Omega) d\Omega.$$

При проектировании передатчика важно знать, насколько реальный модулирующий сигнал $u(t)$ отличается от своего среднеквадратического значения σ_u . От этого зависит, будет ли передатчик «перегружен» сигналом и станут ли нелинейные искажения сигнала в передатчике недопустимо большим или, наоборот, передатчик будет недоиспользован по глубине модуляции, по мощности боковых частот. Отличие реального сигнала от σ_u оценивается *пик-фактором* — отношением его пикового значения к среднеквадратическому:

$$p = u_{\max}/\sigma_u \text{ или } p \text{ [дБ]} = 20 \log(u_{\max}/\sigma_u). \quad (6.1)$$

Значение пик-фактора для разных сигналов различно.

Располагая аналитическим выражением для плотности распределения вероятностей мгновенных значений сигнала $w(u)$, можно определить численное значение пик-фактора. Часто значение p определяется экспериментально.

Для речевого сигнала примем, что плотность распределения вероятностей мгновенных значений сигнала подчиняется нормальному закону $w(u) = (1/\sqrt{2\pi}\sigma) \exp(-u^2/2\sigma^2)$. Тогда вероятность того, что случайное значение $u(t)$ не выходит за пределы $0 \dots u_{\max}$ (интеграл вероятности),

$$P[u(0, u_{\max})] = (2/\sqrt{2\pi}\sigma) \int_0^{u_{\max}} \exp(-u^2/2\sigma^2) du. \quad (6.2)$$

Нахождение u_{\max} с определенной вероятностью приводит к различным значениям p . Так, определение u_{\max} с вероятностью 0,999 приводит к пик-фактору $p = u_{\max}/\sigma_u = 3,3$ (10,4 дБ), а с вероятностью 0,9999 — соответственно к $p = 3,87$ (11,8 дБ). Для музыкальной передачи пик-фактор существенно зависит от характера музыки и может достигать 20 дБ (10 раз по напряжению) [10].

Существуют и другие пути определения пик-фактора. Часто за пиковый уровень принимают значение u_{\max} , которое удается наблюдать при произнесении стандартной фразы.

Стандарты предусматривают определенные энергетические и качественные показатели (параметры качества) передатчиков, измеряемые при подаче испытательных сигналов в форме гармонических звуковых

сигналов. Анализ режима работы каскада передатчика при модуляции в первом приближении также лучше (нагляднее) провести в предположении гармонического модулирующего сигнала. Поэтому в дальнейшем основные соотношения для АМ определим при гармоническом (косинусоидальном) модулирующем сигнале

$$u_{\Omega}(t) = U_{\Omega} \cos \Omega t. \quad (6.3)$$

В ряде случаев учтем также статистику реального звукового сигнала.

При амплитудной модуляции, т. е. при воздействии модулирующего (звукового) напряжения вида (6.3) на анодный ток ГВВ, составляющие спектра тока вблизи первой гармоники изменяются по закону

$$i_{a1} = I_{a1T} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t. \quad (6.4)$$

Изменение амплитуды тока характеризуется коэффициентом модуляции

$$m = I_{a1} / I_{a1T} = (I_{a1 \max} - I_{a1 \min}) / (I_{a1 \max} + I_{a1 \min}).$$

На рис. 6.2 показано модулированное колебание вида (6.4). Огибающая модулированного колебания воспроизводит форму напряжения звуковой частоты. Колебание (6.4) может быть представлено как сумма трех синусоидальных колебаний:

$$i_{a1}(t) = I_{a1T} \cos \omega_0 t + 0,5m I_{a1T} \cos(\omega_0 + \Omega)t + 0,5m I_{a1T} \cos(\omega_0 - \Omega)t. \quad (6.5)$$

Видно, что АМ колебание состоит из трех составляющих: колебания несущей частоты ω_0 с амплитудой I_{a1T} и двух боковых с частотами $\omega_0 + \Omega$ и $\omega_0 - \Omega$ с амплитудой $0,5m I_{a1T}$. Спектр промодулированного по амплитуде колебания (6.5) показан на рис. 6.3,а, а векторная диаграмма приведена на рис. 6.4. Максимальное и минимальное значение амплитуды тока соответственно

$$I_{a1 \max} = I_{a1T} (1 + m); \quad I_{a1 \min} = I_{a1T} (1 - m). \quad (6.6)$$

На рис. 6.3,б показан спектр АМ колебания, при модуляции тремя звуковыми частотами одновременно.

Мощность передатчика с АМ в режиме несущей частоты (режим молчания, режим телефонной точки)

$$P_{1T} = 0,5 I_{a1T}^2 R_{экв}. \quad (6.7)$$

В тот момент, когда амплитуда тока проходит через максимум, мощность

$$P_{1 \max} = 0,5 I_{a1 \max}^2 R_{экв} = 0,5 I_{a1T}^2 (1 + m)^2 R_{экв} = P_{1T} (1 + m)^2. \quad (6.8)$$

Это так называемая максимальная мощность колебаний при АМ или мощность в режиме «пика модуляции». Передатчик рассчитывается на

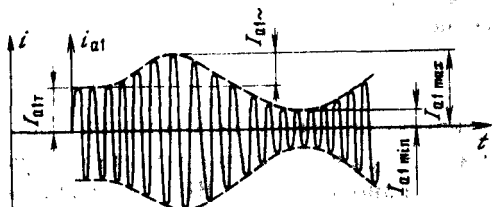


Рис. 6.2. Временная диаграмма АМ сигнала

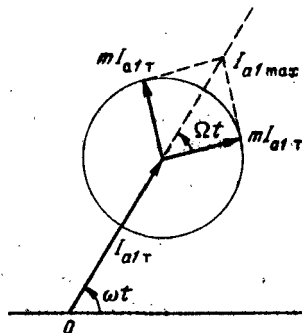


Рис. 6.4. Векторная диаграмма АМ колебания при модуляции одним гармоническим колебанием

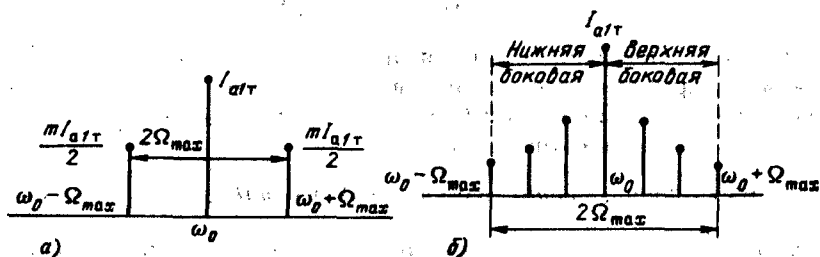


Рис. 6.3. Спектр АМ колебания при модуляции одним (а) и тремя (б) гармоническими колебаниями

максимальную мощность АМ колебаний, которая имеет место при $m = m_{max} = 1$, $P_{1 max} = P_{1T}(1 + m)^2 = 4P_{1T}$.

В процессе модуляции ток изменяется в соответствии с (6.4). Тогда мощность за период радиочастоты (если считать, что контур остается настроенным в резонанс, т. е. $Z_{эКВ} \approx R_{эКВ}$, так как $\omega_0 \gg \Omega$) $P_{1 pч} = 0,5 I_{a1}^2 (1 + m \cos \Omega t)^2 R_{эКВ}$.

Средняя мощность амплитудно-модулированного колебания обычно определяется для среднестатистических значений коэффициентов модуляции:

$$P_{1 cp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} P_{1T}(1 + m_{cp} \cos \Omega t)^2 d\Omega t =$$

$$= P_{1T} + 0,5 m_{cp}^2 P_{1T} = P_{1T}(1 + 0,5 m_{cp}^2). \quad (6.9)$$

где m_{cp} — среднее значение коэффициента модуляции за длительное время.

Выражение $0,5m_{cp}^2 P_{1T}$ характеризует мощность, приходящуюся на боковые полосы $P_{6п}$. По своему физическому смыслу m_{cp} связано с эффективным значением коэффициента модуляции следующим образом: $m_{cp} = \sqrt{2}m_{эф}$. Тогда

$$P_{6п} = 0,5m_{cp}^2 P_{1T} \stackrel{?}{=} m_{эф}^2 P_{1T} \quad (6.10)$$

Для получения большей дальности связи и (или) улучшения отношения сигнал/шум в месте приема необходимо увеличивать мощность боковых составляющих АМ колебания. Следовательно, нужно стремиться к большей глубине модуляции $m \rightarrow m_{max} \rightarrow 1$, т. е. токи антенны I_A и анодной цепи I_{a1} лампы (транзистора) должны линейно меняться от некоторого максимума до нуля. Учитывая, что $m_{cp} = \sqrt{2}m_{эф}$, имеем $m_{cp} = \sqrt{2}m_{max}/p$.

Передатчики с АМ проектируются как $m_{max} = 1$. Полагая $p = 3,5 \dots 4$, получаем $m_{cp} = 0,35 \dots 0,4$. Это означает, что доля боковых полос при модуляции составляет $1,5 \dots 2,2\%$ P_{1max} и номинальная мощность ламп (или транзисторов) используется крайне незначительно. Информация содержится именно в боковых полосах. Следовательно, важная энергетическая особенность АМ (независимо от способа реализации) состоит в следующем: для передачи сравнительно малой мощности боковых полос требуется пиковая мощность передатчика P_{1max} . И это несмотря на то, что пиковые значения модулирующего сигнала появляются сравнительно редко. При высокохудожественной передаче предъявляют очень жесткие требования к нелинейным искажениям, и поэтому приходится мириться с плохим использованием ламп.

При передаче речевых сигналов на вход модуляционного устройства передатчика подаются ограниченные по амплитуде звуковые сигналы; допустимый уровень искажений достигается использованием сложных устройств ограничения [10]. Степень ограничения обычно не превосходит 12 дБ: $C_{огр} = 20 \log(U_m/U_{огр}) \leq 12$ 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), увеличение громкости, а следовательно, и мощности боковых полос. Такая модуляция называется *трапецидальной*, ибо форма огибающей сходна с трапецией (рис. 6.5). Средний коэффициент модуляции получается равным $0,7 \dots 0,8$. Однако увеличение степени ограничения более чем на 12 дБ нежелательно из-за роста искажений.

Из-за сравнительно малой мощности $P_{6п}$ контурный ток изменяется при модуляции очень мало. Из (6.9) следует, что

$$I_{к дейст} = I_{к т дейст} \sqrt{1 + 0,5m_{cp}^2}$$

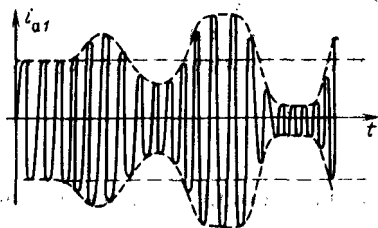


Рис. 6.5. Временная диаграмма при модуляции реальным сигналом с учетом ограничения

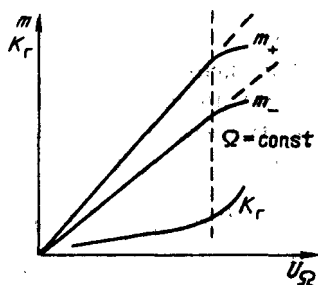


Рис. 6.6. График зависимости коэффициента глубины амплитудной модуляции и коэффициента нелинейных искажений от напряжения гармонического модулирующего сигнала

Существует много различных методов получения АМ. В подавляющем большинстве модуляция достигается изменением (модуляцией) напряжения на каком-то электроде лампы или транзистора; иногда одновременно меняются два или три напряжения — так называемая *комбинированная модуляция*. Зависимость режима ГВВ от питающих напряжений изложена в § 2.12.

Судить о пригодности генератора для АМ можно по его так называемым *статическим модуляционным характеристикам* (СМХ), т. е. по зависимости I_{a1} , I_{a0} , I_A , P_1 , P_0 , η от какого-то одного питающего напряжения E_a , E_c , E_{c1} , U_c при простой АМ или от совместного одновременного изменения двух или трех напряжений при комбинированной АМ. Статическими эти характеристики называются потому, что они снимаются за счет изменения постоянного напряжения (или E_a , или E_{c1}) или за счет изменения амплитуды напряжения возбуждения ГВВ U_c ; модулирующее напряжение звуковой частоты при этом отсутствует: $U_{\Omega} = 0$.

Статическая модуляционная характеристика каскада ГВВ с АМ не учитывает зависимости его качественных и энергетических показателей от нелинейности входного сопротивления модулируемого ГВВ и частоты модулирующего сигнала Ω . Для выявления этих важных зависимостей исследуется *динамическая модуляционная характеристика* модулируемого ГВВ, т. е. зависимость коэффициента глубины амплитудной модуляции и других показателей режима от амплитуды модулирующего (звукового) напряжения U_{Ω} . Измерения проводятся на частотах, предусмотренных ГОСТом; в простейших случаях это либо 400, либо 1000 Гц. С помощью специальных измерительных (или грубо по осцил-

лографу) измеряется глубина модуляции для положительного и отрицательного полупериодов огибающей АМ колебания:

$$m_+ = f(U_\Omega) \text{ и } m_- = f(U_\Omega),$$

где $m_+ = (I_{al\ max} - I_{alT})/I_{alT}$; $m_- = (I_{alT} - I_{al\ min})/I_{alT}$ (см. рис. 6.2 и 6.6). Совпадение этих зависимостей ($m_+ = m_- = m$) и их линейность говорят о симметричности модуляции и малых нелинейных искажениях, характеризующих коэффициентом гармоник $K_r = \sqrt{U_2\Omega^2 + U_2\Omega^3 + \dots}/U_\Omega$.

Для радиовещательного передатчика с АМ по ГОСТу в полосе частот 100...4000 Гц и при глубине модуляции $m \approx 50\%$ коэффициент гармоник $K_r \leq 1\%$, а при $m = 90\%$ $K_r \leq 2\%$.

Полоса модулирующих частот $\Omega_{min} \dots \Omega_{max}$ и допустимая неравномерность модуляции $m = f(\Omega)$ при $U_\Omega \approx 0,5U_{a\ max} = const$ характеризуют амплитудно-частотную характеристику передатчика (АЧХ), иначе говоря — частотные искажения (рис. 6.7).

В соответствии с международным «Регламентом радиосвязи» (М.: Радио и связь, 1985) АМ для целей звукового радиовещания или для радиотелефонной связи имеет условное обозначение АЗЕ (устаревшее и отмененное обозначение АЗ).

Модулятором (модулируемым каскадом) радиопередатчика называется устройство (каскад), в котором осуществляется процесс модуляции (ГОСТ 24375—80). Это каскад усиления радиочастоты (см. рис. 1.2) между возбудителем и выходом передатчика (антенной), т. е. либо выходной (оконечный), либо какой-то промежуточный каскад.

Модулирующее (звуковое) напряжение (сигнал) поступает на передатчик от источника информации, например от микрофона в радиовещательной студии. Для обеспечения работы модулятора, как правило, необходимо предварительное усиление модулирующего сигнала. В передатчике для этого предусматривается тракт усиления звуковой частоты (модуляционное устройство), выходной каскад которого условно назовем мощным усилителем звуковой частоты (МУЗЧ) — модулирующим каскадом. Структурные схемы передатчиков с АМ показаны на рис. 6.8.

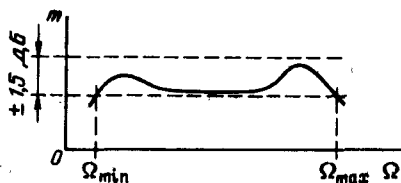


Рис. 6.7. Амплитудно-частотная характеристика

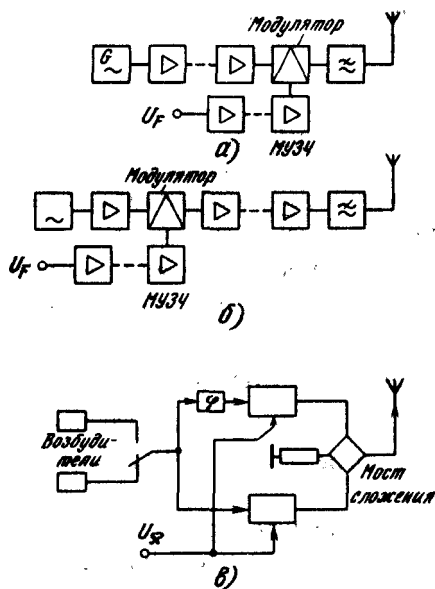


Рис. 6.8. Структурные схемы передатчиков с амплитудной модуляцией в выходном каскаде (а), промежуточном каскаде (б) и при использовании сложения мощностей (в)

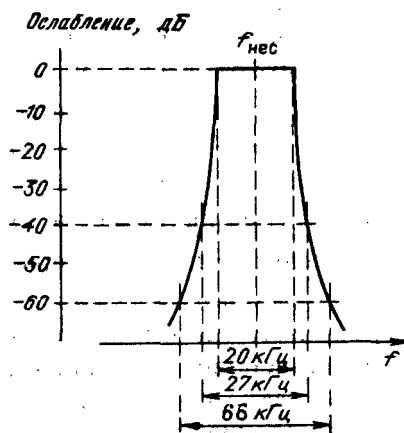


Рис. 6.9. Шаблон требований к уровню подавления внеполосных излучений передатчика

Как уже говорилось в гл. 1, электромагнитная совместимость (ЭМС) является важнейшим условием, предъявляемым к современным радиоэлектронным устройствам и к радиопередатчикам в том числе.

Наряду с допустимыми нестабильностью рабочей частоты, уровнем побочных и шумового излучений к передатчику предъявляется требование допустимого уровня внеполосного излучения.

Спектр частот излучения передатчика на присвоенной (рабочей) частоте, образовавшийся в процессе модуляции (манипуляции), состоит из основного и внеполосного излучений.

Основное излучение содержит полезную информацию и занимает так называемую *необходимую ширину полосы*, т. е. полосу частот, достаточную для данного класса излучения (вида модуляции, назначения), для обеспечения передачи сообщений с необходимыми скоростью и качеством при определенных условиях [81].

Внеполосным называется излучение передатчика на частотах, непосредственно примыкающих к необходимой ширине полосы частот и являющихся результатом процесса модуляции. (Регламент радиосвязи, ГОСТ «Совместимость радиоэлектронных средств электромагнитная.

Термины и определения».) Внеполосное излучение не требуется для работы данного передатчика и создает помехи для систем связи, работающих на частотах, непосредственно примыкающих к необходимой полосе частот данного передатчика.

Внеполосные излучения возникают при модуляции передатчика излишне широким спектром, за счет высших гармоник модулирующего сигнала, возникающих как при усилении модулирующего сигнала, так и в процессе модуляции, перемодуляции и т.д.

Внеполосные излучения возникают также при квантовании передаваемого сигнала, например, в усилителях класса *D* (см. § 6.8).

В радиовещании с АМ при номинальном диапазоне модулирующих частот 50...10 000 Гц достаточная степень подавления внеполосных излучений обеспечивается:

ограничением спектра звуковых частот на выходе модуляционного устройства (на выходе МУЗЧ) специальными ограничителями верхних частот, иначе говоря, фильтрами нижних частот;

небольшим допустимым уровнем нелинейных искажений передатчика, т. е. высокой линейностью модуляции и модуляционного устройства (см. § 6.2 и 6.3).

В ГОСТ допустимый уровень внеполосных излучений устанавливается указанием минимально необходимого подавления уровня излучения на краях определенной полосы частот (рис. 6.9):

подавление внеполосного излучения на 40 дБ по сравнению с мощностью несущей на границах полосы 27 кГц, т. е. при отклонении от несущей частоты на $\pm 13,5$ кГц;

подавление на 45 дБ на границах полосы шириной 28 кГц (± 14 кГц);

подавление на 50 дБ для полосы 38 кГц;

подавление на 60 дБ для полосы 66 кГц.

В ламповых и транзисторных ГВВ возможны следующие способы получения АМ:

на входной электрод (сетку, базу) с помощью изменения напряжений смещения (E_c , E_b) или возбуждения (U_c , U_b);

на выходной электрод (анод, коллектор) изменением питающего напряжения (E_a , E_k);

комбинированные способы.

Рассмотрим способы получения АМ в ламповых ГВВ, поскольку на практике они используются чаще.

Каждый радиовещательный передатчик обслуживает большое число радиослушателей, а передаваемая информация порой носит чрезвычайно важный характер. Поэтому к таким передатчикам предъявляются жесткие требования по надежности (см. гл. 11). Высокая надежность достигается целесообразным выбором режима (см. далее и гл. 2) и комплектующих изделий, применением резервирования и блочного по-

строения (гл. 3 и 11). Представление о блочном построении радиовещательного передатчика дает рис. 6.8,а; эти вопросы рассмотрены также в гл. 9.

Повышение надежности радиовещания (наряду с другими преимуществами) достигается применением синхронного вещания, при котором заданная территория обслуживается несколькими передатчиками малой и средней мощностей, работающими на одной общей частоте и передающими одну и ту же программу, вместо одного мощного. Выход из строя одного из передатчиков синхронной сети вещания только несколько сократит зону приема программы с заданным хорошим качеством, тогда как выход из строя единственного мощного передатчика привел бы к полному прекращению вещания на всей обслуживаемой территории [31].

6.2. СЕТОЧНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Как показано в гл. 2, на управляющей (первой) сетке лампы ГВВ действуют два напряжения: смещения E_c и возбуждения с амплитудой U_c , т. е. $e_c = E_c + U_c \cos \omega_0 t$. Соответственно в ламповом ГВВ возможны две разновидности амплитудной модуляции:

изменением напряжения смещения, иначе — *модуляция смещением* ($E_c = \text{var}$, $U_c = \text{const}$, $R_{\text{экв}} = \text{const}$);

изменением амплитуды возбуждения, иначе — *модуляция возбуждением*, или усиление колебаний с меняющейся амплитудой, или усиление модулированных колебаний ($E_c = \text{const}$, $U_c = \text{var}$, $R_{\text{экв}} = \text{const}$).

Влияние E_c и U_c на токи в лампе ГВВ I_{a1} , I_{a0} и напряжение U_a исследовано в § 2.12. Определены области режимов, где I_{a1} в зависимости от напряжения меняются значительно (от $I = 0$, до $I = I_{\text{max}}$) и достаточно линейно. Общим для двух способов сеточной модуляции является работа ГВВ в недоиапряженном режиме. Модуляция смещением в настоящее время применяется в некоторых телевизионных передатчиках изображения (см. гл. 9). Модуляция возбуждением широко применяется в связных коротковолновых передатчиках для усиления однополосных колебаний (см. гл. 7), в мощных каскадах телевизионных передатчиков изображения (см. гл. 9) и др.

Модуляция изменением напряжения смещения. Сигнал звуковой частоты поступает в цепь смещения сетки (рис. 6.10,а). В режиме несущей частоты (телефонном) напряжение смещения равно E_{cT} . В режиме модуляции E_c меняется:

$$E_c = E_c(\Omega t) = E_{cT} + U_{c\Omega} \cos \Omega t. \quad (6.11)$$

Суммарное напряжение на первой (управляющей) сетке

$$e_c = E_c(\Omega t) + U_c \cos \omega_0 t = E_{cT} + U_{c\Omega} \cos \Omega t + U_c \cos \omega_0 t. \quad (6.12)$$

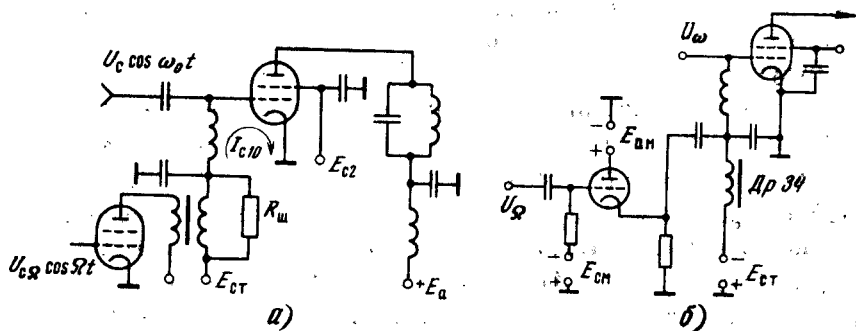


Рис. 6.10. Схемы амплитудной сеточной модуляции при трансформаторном УЗЧ (а) и катодном (б) повторителях

В результате модуляции напряжения смещения изменяются угол отсечки θ и высота импульса анодного тока $I_{a \max}$. В гл. 2 показано, что

$$I_{a1} = S(U_c - DU_a)\gamma_1(\theta). \quad (6.13)$$

В современных передатчиках сеточная модуляция применяется, как правило, в генераторах на тетрадах или пентодах (см. § 2.2). В таких случаях можно полагать $D \approx 0$, тогда

$$I_{a1} \approx SU_c\gamma_1(\theta). \quad (6.13a)$$

Значение коэффициента γ_1 зависит от угла отсечки θ (см. § 2.8). Независимая переменная — напряжение смещения E_c (Ω) линейно связана не с θ , а с $\cos\theta$: $\cos\theta = (E'_c - E_c)/(U_c - DU_a)$ (см. § 2.8). Поэтому в дополнение к известной зависимости $\gamma_1(\theta)$ строят зависимость $\gamma_1(\cos\theta)$, график которой приведен на рис. 6.11. В общем случае функция $\gamma_1(\cos\theta)$ нелинейна:

$$\gamma_1(\cos\theta) = 0,5 - (2/\pi)\cos\theta + (1/3\pi)\cos^3\theta + (1/20\pi)\cos^5\theta + \dots,$$

но она имеет линейный участок $-0,5 < \cos\theta < 0,5$, что соответствует значениям $60^\circ < \theta < 120^\circ$.

Для получения АМ с допустимым уровнем нелинейных искажений необходимо полностью использовать линейный участок зависимости $\gamma_1(\cos\theta)$, т. е. $\theta_{\max} = 120^\circ$ или немного меньше для повышения КПД (см. § 2.8). Для получения $m_{\max} = 1$ необходимо, чтобы $I_{a1 \min} = 0$, т. е. $\theta_{\min} = 0$. Следовательно, приходится использовать нижний нелинейный участок зависимости $\gamma_1(\cos\theta)$, что приводит к неизбежным нелинейным искажениям при АМ (даже если бы сама лампа была идеально линейным

прибором, соответствующим линейной идеализации (см. § 2.5). С учетом нижнего изгиба реальной характеристики лампы нелинейные искажения будут больше.

Статическую модуляционную характеристику для модуляции смещением по точкам можно построить следующим образом. Рассчитываем максимальный режим генератора $\xi_{max} = (0,95 \dots 1)\xi_{кр}$; $\theta_{max} = 110 \dots 120^\circ$ и определяем U_c , E_{cmax} , I_{a1max} и др. Расчет ведется применительно к заданной мощности. Исходным параметром является P_{1T} . Тогда $P_{1max} = P_{1T} (1 + m_{max})^2 = 4P_{1T}$. Задаваясь значениями $I_{a1} \ll I_{a1max}$, находим $\gamma_1 = I_{a1}/SU_c$; $\theta = f(\gamma_1)$; $E_c = -U_c \cos\theta + E_c$. Для $I_{a1} = 0$ получаем $\theta = 0$ и $E_{cmin} = -U_c + E_c$. Далее строим график $I_{a1} = f(E_c)$ (рис. 6.12, а).

Аналогично можно построить характеристику $I_{a0} = f(E_c)$.

Графики функций $I_{a1}(E_c)$ и $I_{a0}(E_c)$ принципиально нелинейны, что необходимо учитывать при анализе нелинейных искажений. Но для простоты энергетических расчетов в первом приближении их можно рассматривать как прямые линии. Итак, для режима несущей частоты

$$I_{a1T} = I_{a1max}/(1 + m_{max}); I_{a0T} = I_{a0max}/(1 + m_{max}); \quad (6.14)$$

$$\xi_T = \xi_{max}/(1 + m_{max}).$$

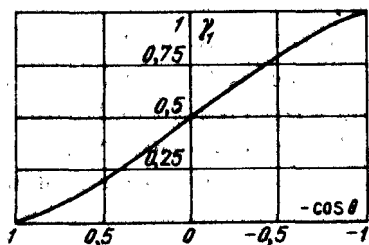


Рис. 6.11. График коэффициента разложения косинусоидальной импульсной последовательности γ_1 как функции от $\cos\theta$

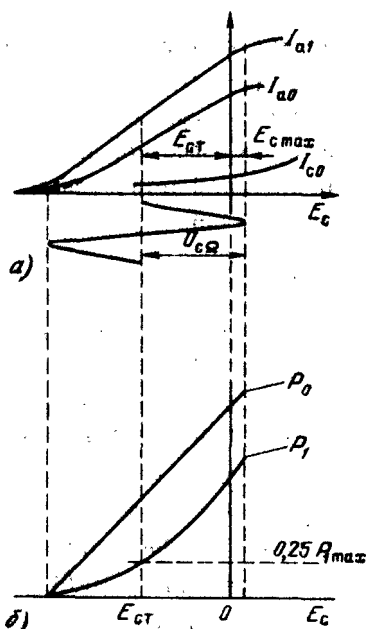


Рис. 6.12. Статические модуляционные характеристики при сеточной модуляции

Подводимая мощность в режиме несущей (рис. 6.12,б)

$$P_{0T} = I_{a0T} E_a = P_{0max} / (1 + m_{max}). \quad (6.15)$$

Коэффициент полезного действия в режиме несущей

$$\eta_T = P_{1T} / P_{0T} = P_{1max} (1 + m_{max}) / (1 + m_{max})^2 P_{0max} = \eta / (1 + m_{max}). \quad (6.16)$$

В телефонном режиме $\eta_T \approx 0,35$, т. е. очень низок. Это объясняется тем, что коэффициент использования анодного напряжения ξ_T (6.14) в 2 раза меньше, чем в максимальном режиме ($E_a = \text{const}$). Сказанное важно подчеркнуть, ибо промышленный КПД определяется режимом несущей частоты. Низкая эффективность приводит к сравнительно большому рассеянию мощности на аноде: $P_{aT} = P_{0T} - P_{1T}$.

Располагая основными данными режима несущей частоты (телефонного режима), можно определить значения напряжений сеточной цепи:

$$E_{cT} = -U_c \cos \theta_T + E'_{cT}, \quad (6.17)$$

где θ_T может быть найдено из соотношения $\gamma_1(\theta_T) = I_{a1T} / S U_c$.

Из рис. 6.12,а следует, что требуемая амплитуда напряжения звуковой частоты

$$U_{c\Omega} = E_{cmax} - E_{cT}. \quad (6.18)$$

Соотношение (6.18) указывает, что МУЗЧ должен быть способным развивать на выходе максимальное напряжение с амплитудой $U_{c\Omega}$.

Здесь подробно рассматривался режим несущей частоты, так как он 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

$$P_{0cp} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_a I_{a0T} (1 + m \cos \Omega t) d\Omega t = E_a I_{a0T} = P_{0T}. \quad (6.19)$$

При линейной модуляции и правильно выбранной телефонной точке (симметричной модуляции) среднее значение $I_{a0} = I_{a0T}$. При этом КПД

$$\eta_{cp} = P_{1cp}/P_{0T} = \eta_T (1 + m_{cp}^2/2) = \eta_T (1 + m_{max}^2/p^2). \quad (6.20)$$

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 следует учесть, что модуляционная характеристика в общем случае нелинейна. При значительных глубинах модуляции нелинейные искажения в тракте РЧ 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_{c1}) и вторую (E_{c2}) сетки.

Остановимся на работе МУЗЧ. Он должен развивать на выходе (на нагрузке) напряжение 3Ч $U_{c\Omega} = E_{c\max} - E_{cT}$ при достаточно малых искажениях. Особенность работы МУЗЧ заключается в том, что его нагрузка нелинейна, т. е. зависит от уровня модулирующего напряжения. Из схемы на рис. 6.10,а видно, что через цепь МУЗЧ протекает постоянная составляющая сеточного тока I_{c10} . Зависимость $I_{c10} = f(E_c)$ имеет нелинейный характер с неодинаковым приращением ΔI_{c0} относительно значения I_{c10} в телефонном режиме. Дело в том, что напряжение смещения, при котором $I_{a1} = 0$, не совпадает с тем напряжением, при котором $I_{c10} = 0$. При отсутствии модуляции ($U_{c\Omega} = 0$) $E_c = E_{cT}$ и $I_{c10} = I_{c0T}$ (см. рис. 6.12). Для многих ламп $I_{c0T} = 0$. При $U_{c\Omega} > 0$ постоянная составляющая сеточного тока I_{c10} изменяется.

Более детальное рассмотрение этого вопроса показывает, что приращение тока I_{c10} относительно I_{c0T} оказывается несимметричным. Иными словами, МУЗЧ как усилитель нагружается переменным сопротивлением, зависящим от уровня сигнала звуковой частоты. В этом суть особенности работы МУЗЧ. Обычно вторичную обмотку трансформатора (см. рис. 6.10,а) шунтируют сопротивлением $R_{ш}$. При этом выполняется условие активности сопротивления нагрузки трансформатора, и нагрузка МУЗЧ становится более равномерной. Лампа МУЗЧ выбирается окончательно с учетом оценки нелинейных искажений.

При заданной нелинейной нагрузке нелинейные искажения в МУЗЧ тем меньше, чем меньше внутреннее сопротивление его выходной цепи. Наименьшим сопротивлением при прочих равных условиях обладает катодный (эмиттерный) повторитель [11]. Схема модуляции на основе повторителя приведена на рис. 6.10,б. Для уменьшения нелинейных искажений в МУЗЧ полезна лампа с малым внутренним сопротивлением или параллельное включение ламп, а также понижающий трансформатор.

Модуляция изменением амплитуды напряжения возбуждения. Этот способ сеточной модуляции иначе называется усилением колебаний с меняющейся амплитудой или усилением модулированных колебаний (УМК). Обычно рассмотренную выше модуляцию изменением напряжения смещения применяют на низком уровне (см. рис. 6.8,а) с последующим усилением модулированных колебаний. Такое построение схемы позволяет выбирать МУЗЧ сравнительно небольшой мощности. Как показано в гл. 7, сигнал с однопольсной модуляцией также формируется на низком уровне, а затем производится усиление колебаний с меняющейся амплитудой.

При УМК на управляющую сетку поступает напряжение высокой частоты

$$u_c(\omega_0 t) = U_{c\tau} (1 + m_c \cos \Omega t) \cos \omega_0 t, \quad (6.21)$$

где $U_{c\tau}$ — 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 $I_{a\text{ант}}$ (рис. 6.13), а следовательно, и I_{a1} . Линейное усиление (модуляция) осуществляется в недонапряженном режиме. Для исследования процесса модуляции воспользуемся соотношением (6.13) в преобразованном виде.

Подставим в (6.13) $U_a = I_{a1} R_{\text{экв}}$ и решим полученное уравнение относительно I_{a1} :

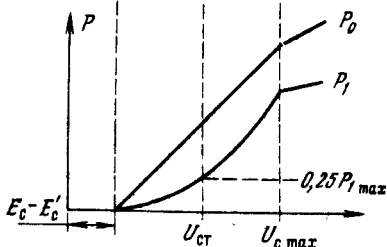
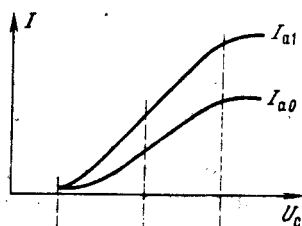
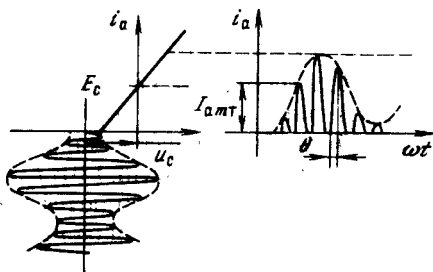


Рис. 6.13. Статические модуляционные характеристики при модуляции напряжением возбуждения для случая $E_c = E'_c$

$$I_{a1} = SU_c \gamma_1(\theta) / (1 + SDR_{экв} \gamma_1(\theta)). \quad (6.22)$$

В общем случае при изменении U_c меняется функция γ_1 . Не вдаваясь в подробности исследования формы модуляционной характеристики $I_{a1}(U_c)$ в зависимости от значений угла отсечки, рассмотрим этот вопрос только применительно к случаям $E_c > E'_c$ ($\theta = 180^\circ$) и $E_c = E'_c$ ($\theta = 90^\circ$). Именно эти случаи представляют сегодня практический интерес*.

1. $\theta = 180^\circ$, $E_c > E'_c$. В маломощных каскадах передатчиков (особенно однополосных) встречается режим лампы с $\theta = 180^\circ$. 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 $u_c = U_{c \min}$ до $u_c = U_{c \max}$) в режиме класса А (рис. 6.14), $\gamma_1 = 1 = \text{const}$ и уравнение модуляционной характеристики $I_{a1}(U_c)$ принимает вид

$$I_{a1} = SU_c / (1 + SDR_{экв}). \quad (6.23)$$

Модуляционная характеристика линейна, и постоянная составляющая I_{a0} равна току покоя I_n , причем $I_{a0} > I_{a1}$. В телефонном режиме

$$\eta_T = P_{1T} / P_{0T} = 0,5 (I_{a1T} / I_n) \xi_T; \quad \xi_T = 0,5 \xi_{T \max} \approx 0,45; \quad I_{c1T} / I_n < 0,5.$$

В итоге $\eta_T \leq 0,1$. Низкая эффективность режима УМК при $\theta = 180^\circ$ не позволяет использовать его в мощных каскадах.

2. $\theta = 90^\circ$, $E_c = E'_c$. Режим УМК с $\theta = 90^\circ$ широко применяется. При этом $\gamma_1(90^\circ) = 0,5$ и (6.22) принимает вид

$$I_{a1} = 0,5 SU_c / (1 + 0,5 SDR_{экв}). \quad (6.24)$$

При $E_c = E'_c$ $\theta = 90^\circ = \text{const}$, $\cos \theta = 0$; угол отсечки не зависит от U_c . Модуляционная характеристика $I_{a1}(U_c)$ линейна почти во всем интервале изменений U_c (рис. 6.15). Нижний изгиб статических характеристик лампы несколько нарушает линейность характеристик ГВВ $I_{a1}(U_c)$. Однако практически модуляционные характеристики остаются достаточно линейными. Это достоинство обуславливает широкое применение УМК с $\theta = 90^\circ$ в однополосных передатчиках (см. гл. 7). Отметим, что зависимость постоянной составляющей $I_{a0}(U_c)$ также линейна.

* Случай $E_c < E'_c$ ($\theta < 90^\circ$) для УМК сейчас не применяется, но именно при таком θ работают ламповые или транзисторные умножители частоты (см. § 2.8). Нетрудно показать (см. рис. 6.13), что в умножителе частоты возникает вредный процесс углубления паразитной амплитудной модуляции, если она есть на входе умножителя. Как показано в § 2.20, умножитель создает паразитную АМ.

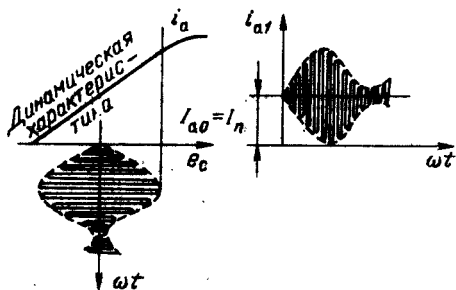


Рис. 6.14. Статистические модуляционные характеристики при модуляции напряжением возбуждения класса А

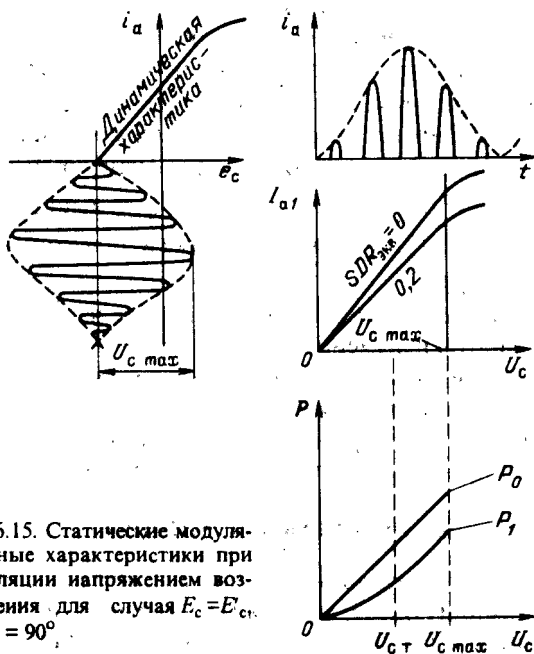
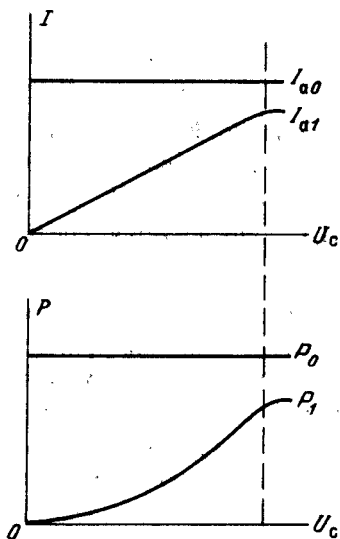


Рис. 6.15. Статистические модуляционные характеристики при модуляции напряжением возбуждения для случая $E_c = E_{cr}$, т. е. $\theta = 90^\circ$.

Другим достоинством данного режима является сравнительно высокая эффективность в режиме несущей частоты: $\eta_T = 0,5q_1(90^\circ)\xi_T = 0,5 \cdot 1,57\xi_T \approx 0,35$; $\xi_T \approx 0,45$.

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 наличии сигнала КПД определяется средними значениями m_{cp} за длительное время: $\eta_{cp} = \eta_T (1 + m_{max}^2/p^2)$.

При УМК с $E_c < E'_c$ (см. рис. 6.13) меняется не только амплитуда импульса тока, как при $E_c = E'_c$, но и угол отсечки анодного тока θ . Поэтому статическая модуляционная характеристика получается нелинейной, с началом в точке $U_{c\ min} = E_c - E'_c$. Нелинейные искажения больше, чем при $E_c = E'_c$. Для получения глубины модуляции в анодной цепи $m_n = 1$ необходима модуляция $m_c < 1$ (явление углубления модуляции).

Усиление РЧ колебаний широко используется в однополосных передатчиках. Однако условия работы усилителя модулированных колебаний и усилителя однополосных 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, см. гл. 7).

Расчет УМК ведется аналогично расчету системы модуляции смещением. Лампы выбирают исходя из пиковой мощности $P_{i\ max} = P_{iT} (1 + m_{max}^2)$. Если каскад усиления является окончательным, то надо учесть η_k контура: $P_{ном} = [P_{iT} (1 + m_{max}^2)]/\eta_k$; ξ_{max} выбирается в пределах $\xi_{max} = (0,95...1)\xi_{кр}$. Напряжение на сетке в телефонном режиме $U_{cT} = U_{c\ max}/(1 + m_{max})$.

Схемы УМК должны быть выполнены так, чтобы E_c и E_{c2} оставались в процессе работы неизменными.

Основными преимуществами при использовании УМК перед модуляцией смещением являются меньшие нелинейные искажения, уменьшение габаритных размеров устройства (мощность МУЗЧ мала) и установочной стоимости, а также некоторое повышение надежности.

6.3. АНОДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

При анодной модуляции основным фактором, обуславливающим получение амплитудной модуляции, является напряжение питания анодной цепи E_a . Различают следующие разновидности анодной АМ:

с фиксированным напряжением смещения, когда под действием модулирующего (звукового) напряжения меняется только анодное напря-

жение $E_a(t) = E_{aT} + U_{a\Omega} \cos \Omega t$. Остальные питающие напряжения и сопротивление нагрузки постоянны: $E_c = \text{const}$, $U_c = \text{const}$, $R_{зкв} = \text{const}$;

с автоматическим смещением, когда кроме меняющегося в такт с модулирующим анодного напряжения $E_a(t) = E_{aT} + U_{a\Omega} \cos \Omega t$ меняется напряжение смещения, получаемое автоматически за счет сеточного тока: $E_c = I_{c0} R_c$ (рис. 6.16);

комбинированная, при которой кроме анодного напряжения и авто-смещения в такт с модулирующим напряжением меняется амплитуда напряжения возбуждения $U_c(t) = U_{cT} (1 + m_c \cos \Omega t)$;

анодно-экранный с построением модулируемого ГВВ (модулятора) на тетраде. При этом в такт модулирующему напряжению меняются питающие напряжения цепи анода $E_a(t) = E_{aT} + U_{a\Omega} \cos \Omega t$ и экранирующей сетки $E_{c2}(t) = E_{c2T} + U_{c2\Omega} \cos \Omega t$.

Основные соотношения. Рассмотрим зависимость режима ГВВ от анодного напряжения. При анодной модуляции напряжение звуковой частоты U_{Ω} подается последовательно с напряжением анодного питания E_{aT} : $E_a(t) = E_{aT} + U_{a\Omega} \cos \Omega t$. В гл. 2 было показано (см. § 2.12), что в перенапряженном режиме генераторной лампы существует линейная

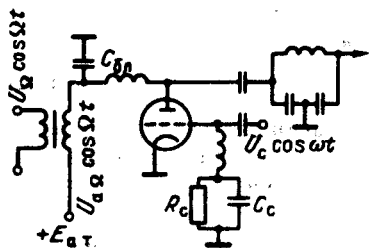


Рис. 6.16. Упрощенная схема анодной амплитудной модуляции

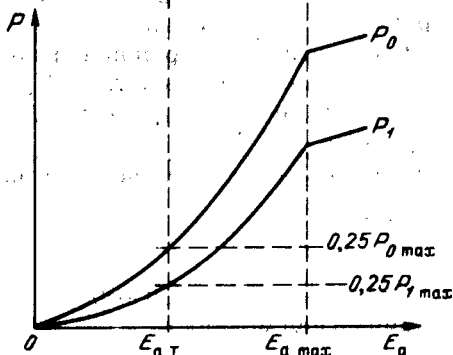
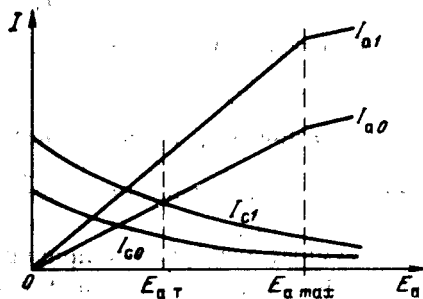


Рис. 6.17. Статические модуляционные характеристики каскада с анодной модуляцией при автоматическом смещении

зависимость I_{a1} от анодного напряжения. Для выяснения основных соотношений положим, что $I_{a1} = f(E_a)$ и $I_{a0} = f(E_a)$ строго линейны (в дальнейшем покажем, как эта линейность достигается). Указанные зависимости приведены на рис. 6.17.

Правомерно ожидать, что схема анодной модуляции весьма эффективна, ибо оба компонента, определяющие подводимую мощность E_a и I_{a0} , модулируются.

Итак, изменение анодного напряжения по закону низкой частоты

$$E_a(t) = E_{aT} \left(1 + \frac{U_{a\Omega}}{U_{aT}} \cos \Omega t \right) = E_{aT} (1 + m \cos \Omega t) \quad (6.25)$$

вызывает модуляцию первой гармоники I_{a1} :

$$I_{a1} = I_{a1T} (1 + m \cos \Omega t). \quad (6.26)$$

Исходя из линейной зависимости I_{a1} от E_a и учитывая (6.25) и (6.26), имеем

$$U_{a\Omega} / E_{aT} = m; U_{a\Omega} = m E_{aT}. \quad (6.27)$$

Соотношение (6.27) является исходным для расчета МУЗЧ. В пиковом режиме генераторная лампа развивает мощность

$$P_{1max} = 0,5 I_{a1max} U_{a1max} = 0,5 I_{a1max} \xi E_{aT} (1 + m). \quad (6.28a)$$

Обычно передатчики проектируются для $m_{max} = 1$. Тогда

$$P_{1max} = 2 (0,5 I_{a1max} \xi E_{aT}). \quad (6.28b)$$

Напряжение E_{aT} в режиме несущей выбирается обычно равным номинальному, т. е. $E_{aT} = E_{aном}$. При этом возникают кратковременные превышения номинального напряжения: $E_{amax} = 2E_{aT} = 2E_{aном}$ и $e_{amaxmax} \approx 4E_{aном}$.

Вакуумные электронные приборы, какими являются генераторные радиолампы, выдерживают такие кратковременные превышения. В системе автоматики передатчика обычно имеется защита от случайных пробоев вакуума в лампах.

С изменением E_a пропорционально изменяется напряжение РЧ, так как I_{a1} пропорционально E_a , а $U_a = I_{a1} R_3$ ($R_{экв} = \text{const}$). Этот процесс показан на рис. 6.18. При $m = 1$ $E_{amax} = 2E_{aT}$; $U_{amax} \approx E_{amax}$; следовательно, $e_{amaxmax} = E_{amax} + U_{amax} \approx 4E_{aT}$. Из (6.34) следует, что в максимальном режиме лампа отдает удвоенную мощность (ибо $E_{aT} \approx E_{aном}$):

$$P_{1max} \leq 2P_{ном}. \quad (6.28в)$$

Это означает, что при выборе генераторной лампы надо исходить из номинальной мощности

$$P_{ном} = P_{1max} / 2 = 4P_{iT} / 2 = 2P_{iT}. \quad (6.29a)$$

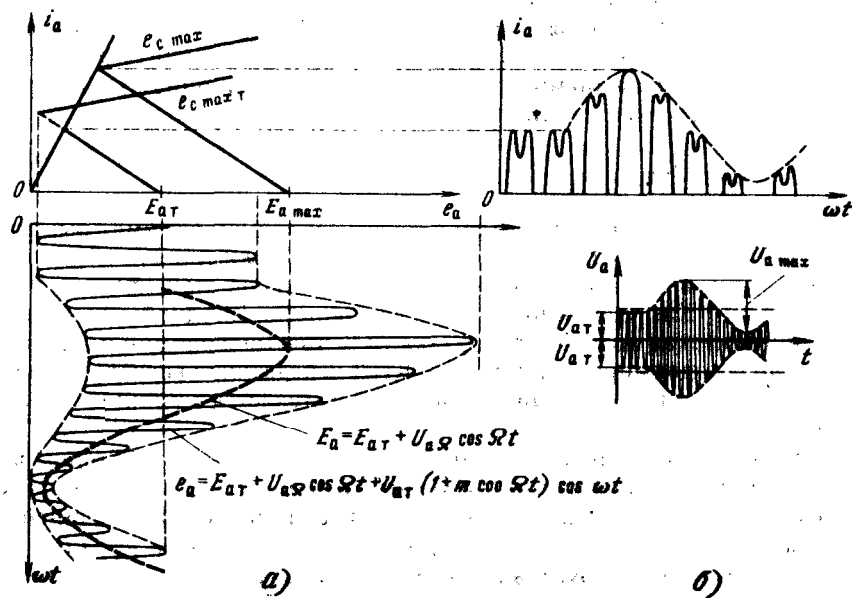


Рис. 6.18. Временные диаграммы анодных напряжения и тока при анодной модуляции

Иногда выбирают $E_{aT} < E_{a \text{ ном}}$, тогда более общим выражением является

$$P_{\text{ном}} \geq 2P_{1T} \quad (6.296)$$

В передатчиках с анодной модуляцией последних лет выпуска номинальная мощность ламп $P_{\text{ном}}$ оказывается меньше, чем предусмотрено соотношениями (6.28) или (6.29), и составляет $1,4P_{1T} \leq P_{\text{ном}} \leq 1,6P_{1T}$ или, что то же самое, $0,35P_{1 \text{ max}} \leq P_{\text{ном}} \leq 0,4P_{1 \text{ max}}$ вместо $P_{\text{ном}} = 2P_{1T} = 0,5P_{1 \text{ max}}$. Такое дополнительное форсирование ламп по мощности на 25...35% достигается за счет кратковременного в пиках модуляции форсирования по току, что для современных высокоэффективных активированных катодов допустимо.

Сравним анодную модуляцию с сеточной. Для сеточной модуляции $P_{\text{ном}} = P_{1 \text{ max}} = 4P_{1T}$. Для анодной модуляции достаточно $P_{\text{ном}} = 2P_{1T}$, поскольку анодное напряжение модулируется и достигает в пиковом режиме $2E_{a \text{ ном}}$ или даже $P_{\text{ном}} \approx 1,5P_{1T}$, если предусматривается форсирование лампы по току.

Другой особенностью анодной модуляции является высокая эффективность. В самом деле, КПД анодной цепи

$$\eta = P_1/P_0 = 0,5 (I_{a1}/I_{a0})\xi \quad (6.30)$$

Из рис. 6.17 следует, что $I_{a1}/I_{a0} = \text{const}$. Далее, коэффициент использования анодного напряжения $\xi = U_a/E_a = I_{a1}R_{зкв}/E_a = \text{const}$ в течение всего процесса модуляции. Иными словами, КПД по (6.30) определяется постоянными значениями. В любой точке модуляционной характеристики $I_{a1} = f(E_a)$ эффективность анодной цепи постоянна:

$$\eta_T = \eta_{\text{max}} = \eta_{\text{ср}} \quad (6.31)$$

Генераторная лампа работает в перенапряженном режиме с высоким КПД (порядка 0,75). Важно подчеркнуть, что в режиме несущей частоты КПД очень высокий, примерно в 2 раза больше, чем при сеточной модуляции. Как использовать эти достоинства анодной модуляции? Мощный каскад потребляет порядка 70 % всей подводимой мощности, и его доля в формировании общего КПД передатчика является решающей. Ввиду этого модуляция на анод осуществляется в мощном каскаде (см. рис. 6.8,а).

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. 6.19). Некоторое увеличение ξ на участке вблизи $E_a = 0$ приводит также к быстрому росту I_{c1} в начальной части характеристики.

Ослабление напряженности режима достигается автоматическим уменьшением напряжения на сетке $e_{c \text{ max}} = E_c + U_c$. Благодаря включению в цепь сетки сопротивления R_c (см. рис. 6.16) напряжение смещения изменяется автоматически. В области $E_a \rightarrow 0$ сеточный ток возрастает (см. рис. 6.19), тем самым увеличивается $|E_{c1}|$ (т. е. возрастает отрицательное смещение) и напряженность режима выравнивается. Практическая модуляционная характеристика получается линейной. Часто применяется комбинированное смещение (рис. 6.20) для защиты от недопустимо

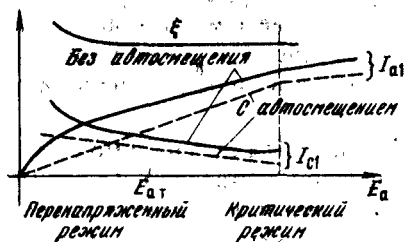


Рис. 6.19. Статические модуляционные характеристики при модуляции только за счет изменения E_a (сплошные линии)

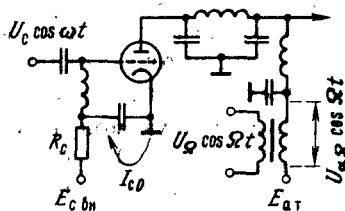


Рис. 6.20. Схема амплитудной анодной модуляции при автоматическом смещении за счет I_{c0}

большого тока покоя $i_{aп}$ при $U_c = 0$ и $E_c = I_{c0}R_c = 0$. Из-за недостаточной линейности, больших мощностей возбуждения и потерь на сетке простейшая чисто анодная модуляция применения не находит.

Общие соображения о последовательности расчета анодной модуляции. Рассмотрим этот расчет в различных режимах.

Максимальный режим. Модуляция осуществляется в оконечном каскаде. При выборе генераторной лампы необходимо учесть потери в выходной фильтрующей системе и мосте сложения мощностей (при использовании системы сложения мощностей):

$$P_{ном} = 2P_{1T}/\eta_{\phi}\eta_m, \quad (6.32)$$

где η_{ϕ} и η_m — соответственно КПД фильтрующей системы и моста сложения мощностей. Режим лампы выбирается слабо перенапряженным, т. е. $\xi = (1,02...1,04) \xi_{кр}$. Расчет ведется применительно к случаю, когда исходной является пиковая мощность $P_{1max} = P_{1T}(1+m)^2/\eta_{\phi}\eta_m$. Все параметры максимального режима снабжаются индексами *max*, в том числе и сеточный ток, хотя он минимален в этом режиме. Обычно $m_{max} = 1$.

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:

$$E_{cmin} = -I_{c0min}R_c = -I_{k0}R_c^*. \quad (6.33)$$

В минимальном режиме $U_a = 0$ и можно записать

$$I_{cmin} = I_{k0min} = S(E_{cmin} + U_c - U_{c0}). \quad (6.34)$$

Для нахождения I_{c0min} или I_{k0min} необходимо определить угол отсечки в минимальном режиме θ_{min} . Воспользуемся следующими соотношениями:

$$I_{c0min} = I_{k0} = \alpha_0(\theta_{min})I_{kmin}; \quad \cos\theta_{min} = (-E_{cmin} + E_{c0})/U_c. \quad (6.35)$$

Далее, учитывая (6.33)—(6.35), получаем уравнение, позволяющее определить θ_{min} :

$$\begin{aligned} \beta_0 &= \alpha_0(\theta_{min})(1 - \cos\theta_{min})/\cos\theta_{min} = \\ &= (1/SR_c)(1 - E_{c0}/U_c \cos\theta_{min}) \approx 1/SR_c, \end{aligned} \quad (6.36)$$

* Часто применяются схемы с комбинированным смещением на управляющую сетку (см. рис. 6.20): $E_{cвн} - I_{c0}R_c$, где $E_{cвн}$ — напряжение смещения от внешнего источника

так как $E_{c0}/U_c \cos \theta_{min} \ll 1$. В правую часть уравнения входят известные параметры. Таким образом, можно найти θ_{min} . Зная θ_{min} , находим $E_{c min} = -U_c \cos \theta_{min} + E_{c0}$, что позволяет определить постоянную составляющую в минимальном режиме:

$$I_{c0 min} = E_{c min} / R_c. \quad (6.37)$$

Выражение (6.37) является весьма важным и будет использовано при расчете телефонного режима.

Т е л е ф о н н ы й р е ж и м. В режиме несущей частоты токи определяют исходя из линейной характеристики модуляционной характеристики:

$$I_{a1T} = I_{a1 max} / (1 + m_{max}); \quad I_{a0T} = I_{a0 max} / (1 + m_{max}).$$

Подводимая мощность $P_{0T} = I_{a0T} E_{aT}$ примерно в 2-раза меньше, чем при сеточной модуляции. Мощность рассеяния на аноде $P_{aT} = P_{0T} - P_{1T}$. Так как $\eta_T = \eta_{max} \approx 0,75$, рассеяние на аноде уменьшается в 4 раза по сравнению с рассеянием при сеточной модуляции.

При анодной модуляции (ГВВ на триоде) важную роль играет тепловой режим первой сетки. Токи сетки относительно велики, и рассеяние на первой сетке P_{cT} должно быть тщательно рассчитано. При автоматическом смещении можно полагать, что зависимость $I_{c0} = f(E_a)$ линейная (рис. 6.21). Теперь легко определить все компоненты, необходимые для расчета мощности, рассеиваемой на сетке P_{cT} : $I_{c0T} = 0,5 (I_{c0 max} + I_{c0 min})$ и др.

Р е ж и м м о д у л я ц и и. Мощность, потребляемая анодной цепью, определяется с учетом того, что E_a модулируется по низкой частоте (рис. 6.22). За период модуляции

2π

$$P_{оср} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (I_{a0T} + I_{a0cp} \cos \Omega t) (E_{aT} + U_{a0cp} \cos \Omega t) d\Omega =$$

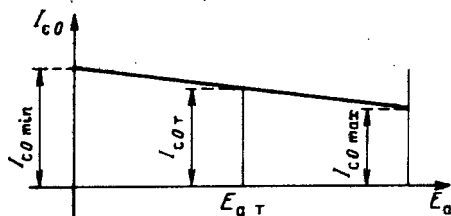


Рис. 6.21. График изменения I_{c0} при анодной АМ с автоматическим смещением

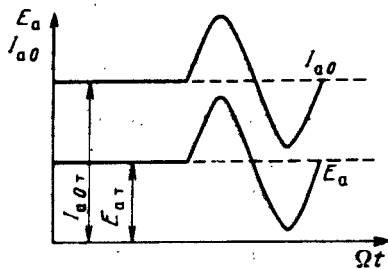


Рис. 6.22. Временные диаграммы изменения E_a и I_{a0} при анодной модуляции

$$= E_{a\tau} I_{a0\tau} + 0,5 U_{a\Omega_{cp}} I_{a\Omega_{cp}} = P_{от} (1 + m_{cp}^2 / 2), \quad (6.38)$$

где $U_{a\Omega_{cp}} = m_{cp} E_{a\tau}$; $I_{a\Omega_{cp}} = m_{cp} I_{a0\tau}$.

Тепловой режим анода в процессе модуляции определяется выражением $P_{a\text{cp}} = P_{0cp} - P_{1cp} = P_{a\tau} (1 + 0,5m_{cp}^2) P_{a\text{cp}} \leq (0,75 \dots 0,8) P_{\text{доп}}$.

Из (6.38) следует, что подводимая мощность при модуляции состоит из двух компонент: $P_{от}$ подводится непосредственно источником питания; $P_{от} m_{cp}^2 / 2$ зависит от m и подводится от МУЗЧ. Максимальная мощность, отдаваемая МУЗЧ,

$$P_{1m\text{max}} = 0,5 m_{\text{max}}^2 P_{от} = 0,5 m_{\text{max}}^2 E_{a\tau} I_{a0\tau} \quad (6.39a)$$

С учетом (6.33) можно записать

$$P_{1m\text{max}} = 0,5 U_{a\Omega_{\text{max}}}^2 / R_{\Gamma}, \quad (6.39b)$$

где $R_{\Gamma} = E_{a\tau} / I_{a0\tau}$ — эквивалентное сопротивление модулятора для МУЗЧ. Заметим, что в отличие от сеточной модуляции при анодной модуляции R_{Γ} — величина постоянная, не зависящая от глубины модуляции. Максимальная мощность $P_{1m\text{max}}$, которую должен отдавать МУЗЧ, достаточно велика, т. е. имеет тот же порядок, что и колебательная мощность $P_{1\Gamma}$. Таким образом, КПД всего передатчика в значительной мере зависит от КПД МУЗЧ.

В силу высокой эффективности анодная модуляция находит широкое применение в мощных вещательных передатчиках.

6.4. СХЕМЫ КАСКАДОВ РАДИО- И ЗВУКОВОЙ ЧАСТОТЫ ПРИ АНОДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Как уже указывалось, модуляционное устройство — точнее, его выходной каскад (модулирующий каскад, МУЗЧ) — должно обладать мощностью, соизмеримой с мощностью модулируемого выходного каскада передатчика: $P_{1m\text{max}} \approx (0,65 \dots 0,7) P_{1\Gamma}$. Следовательно, для получения высокого общего (промышленного) КПД передатчика с анодной модуляцией МУЗЧ должен иметь по возможности высокие КПД, малые (не выше допустимых по ГОСТу) нелинейные искажения, а также рациональное схемное построение.

Известно, что мощные усилители звуковой частоты для повышения КПД часто работают в режиме усиления класса В, т. е. с углом отсечки анодного тока ламп $\theta = 90^\circ$ *. При таком режиме МУЗЧ необходимо строить по двухтактной схеме с трансформаторной связью с нагрузкой для подавления четных гармоник модулирующего напряжения

* В последние годы появились мощные усилители звуковой частоты класса D. Они рассмотрены в § 6.8.

$\alpha_2(90^\circ) \approx 0,2$; $\alpha_4(90^\circ) \approx 0,04$; $\alpha_3(90^\circ) = \alpha_5(90^\circ) = \dots = 0$; $\alpha_1(90^\circ) = 0,5$;
 $\alpha_0(90^\circ) = 0,32$.

На рис. 6.23 приведены наиболее употребляемые варианты построения схем модулирующего ГВВ (модулятора), МУЗЧ (модулирующего каскада) и их взаимного соединения. Отличительной особенностью схемы рис. 6.23,а является простейшее соединение ГВВ и МУЗЧ, при котором постоянная составляющая анодного тока ГВВ I_{a0T} протекает по вторичной обмотке модуляционного трансформатора и вызывает его намагничивание (так называемая *последовательная схема анодной модуляции*). При этом сечение магнитопровода (сердечника) трансформатора должно быть большим, чтобы исключить возникновение дополнительных нелинейных искажений за счет насыщения сердечника, из-за чего увеличивается расход дорогой трансформаторной стали и дефицитной меди для обмоток. Для иллюстрации важности снижения затрат стали и меди укажем, что масса модуляционного трансформатора составляет у мощных передатчиков несколько тонн.

Для исключения намагничивания модуляционного трансформатора током I_{a0T} модулируемого ГВВ широко используется схема соединения МУЗЧ и ГВВ с модуляционным дросселем (*параллельная схема анодной модуляции*), приведенная на рис. 6.23,б. Благодаря дросселю звуковых частот (Мод.др) и разделительному конденсатору C_p ток I_{a0} не проходит через обмотку трансформатора. Суммарный расход трансформаторной стали и медных проводов получается существенно меньше, чем при варианте последовательной модуляции. Включенные параллельно трансформатору дроссель и последовательно конденсатор должны учитываться при оценке частотных искажений на низких модулирующих частотах.

На рис. 6.23,а ГВВ построен по одноконтурной схеме при параллельном питании цепи анода и при последовательной схеме модуляции. На рис. 6.23,в двухконтурный ГВВ имеет последовательную схему питания и параллельную, как и на рис. 6.23,б модуляцию.

Поскольку мощности модулируемого и модулирующего каскадов примерно одинаковы, точнее $P_{1T}/P_{1M} \approx 3/2$, то в основном оба каскада строятся на одинаковых лампах. Особенно это целесообразно, если, например, в ГВВ включены три лампы параллельно (см. рис. 6.23,а), а в МУЗЧ — две такие же или в генераторе двухконтурная схема на двух, или четырех, или шести лампах (по одной, две или три лампы в плече), а в МУЗЧ соответственно две или четыре лампы. Если же в ГВВ использована одна лампа, то в МУЗЧ целесообразно поставить две меньшей мощности, обеспечивающие получение P_{1M} .

Удобнее, если питающие напряжения ГВВ E_{aT} и МУЗЧ E_{aM} одинаковые и их можно получить от одного выпрямителя (см. рис. 6.23,в). В противном случае потребуется два выпрямителя или один с отводом от средней точки, например схема Ларионова, если $E_{aM} = 0,5E_{aT}$.

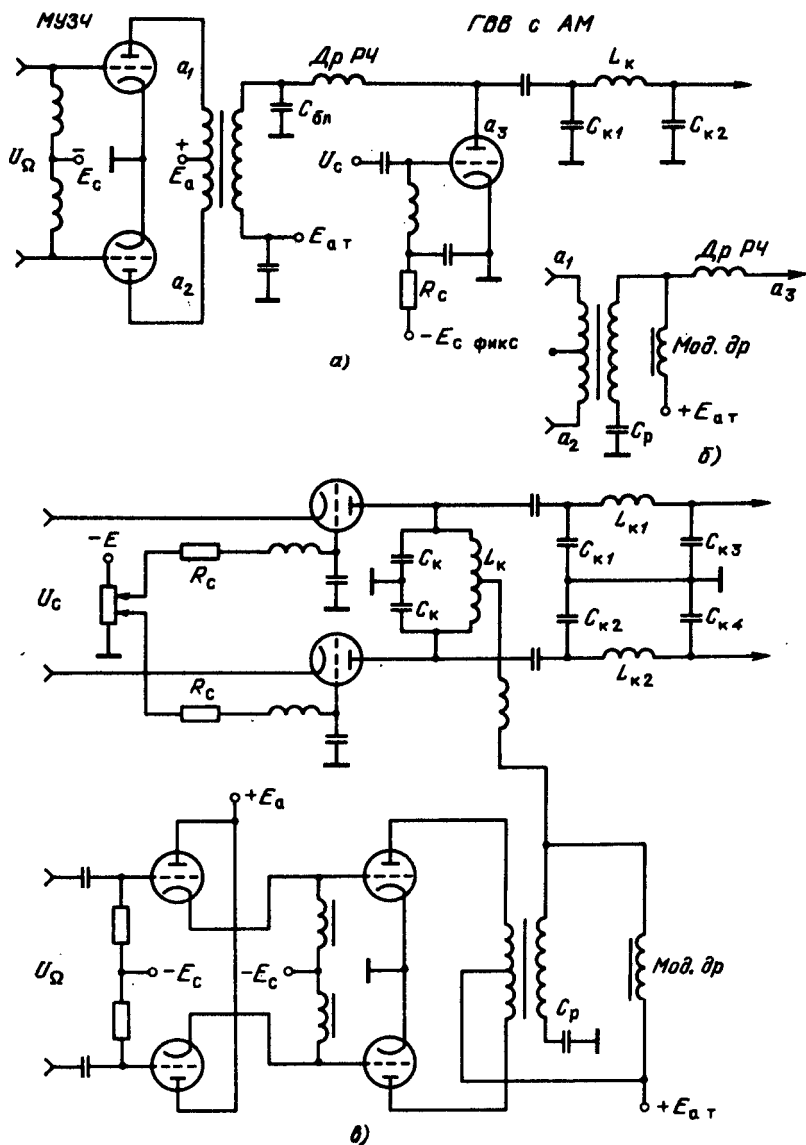


Рис. 6.23. Принципиальные схемы ГВВ и МУЗЧ, работающих в классе В

Коэффициент трансформации модуляционного трансформатора $n = U_{a\Omega}/2U_{ам} = w_2/w_1$, где w_1 — число витков первичной обмотки; w_2 — число витков вторичной обмотки; $U_{ам}$ — напряжение одного плеча МУЗЧ. Коэффициент полезного действия трансформатора $\eta_{тр} \approx 0,9$.

Оценим эффективность выходных каскадов трактов ВЧ и МУЗЧ. В процессе модуляции первая гармоника и постоянная составляющая анодного тока МУЗЧ пропорциональны m (так как $\theta = 90^\circ$): $P_{ом} = mP_{ом\max}$.

При $m = 0$ МУЗЧ потребляет мощность, определяемую током покоя лампы I_n^* . Приблизительно $P_{ом} (m = 0) \approx 0,1P_{ом\max}$. Можно показать, что $P_{ом\max} \approx P_{от}$, где $P_{от}$ — мощность, потребляемая генератором. Тогда в режиме несущей суммарный КПД

$$\eta_{\Sigma m=0} \approx P_{1r}/1,1P_{от} \approx 0,911\eta \approx 0,7 \quad (6.40)$$

Средний за период звуковой частоты Ω КПД при модуляции (если пренебречь влиянием нижнего криволинейного участка характеристик модуляторных ламп)

$$\eta_{\Sigma} \approx P_{1r} (1 + m^2/2)/(1 + m)P_{от} \quad (6.41)$$

Далее получаем $\eta_{\Sigma\text{ср}} = [(1 + m^2/p^2)/(1 + \sqrt{2}m_{\max}/p)]\eta$. Для $p = 3,3$, $m = 1$ имеем $\eta_{\Sigma\text{ср}} = 0,76\eta$.

Общий промышленный КПД всего передатчика $\eta \approx 0,55...0,6$, т. е. более чем в 2 раза превышает КПД при сеточной модуляции. Однако, как будет показано ниже, в современных передатчиках СВ и ДВ диапазонов усложнением схемы удается существенно повысить КПД.

Как было показано, статическая модуляционная характеристика ГВВ при анодной модуляции может быть сделана весьма линейной. Поэтому нелинейные искажения передатчика с анодной модуляцией определяются главным образом параметрами МУЗЧ и предварительно 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 МУЗЧ. На рис. 6.24 приведена упрощенная схема выходной цепи МУЗЧ, а на рис. 6.25 — соответствующая эквивалентная схема на высоких модулирующих частотах для одного плеча. На этих рисунках L_1 — индуктивность половины первичной обмотки, L_2 — индуктивность вторичной обмотки. Кроме того, существ-

* Из-за наличия нижнего криволинейного участка характеристики лампы фактически работают в классе АВ.

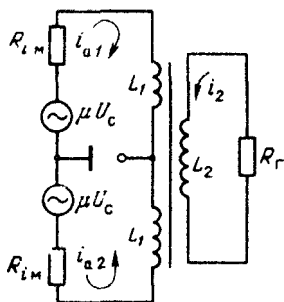


Рис. 6.24. Эквивалентная схема выходной цепи двухтактного МУЗЧ

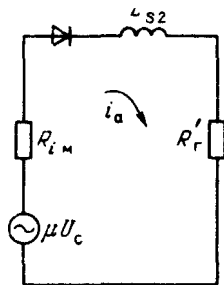


Рис. 6.25. Преобразованная эквивалентная схема одного плеча выходной цепи МУЗЧ

вуют индуктивности рассеяния между половинами первичной обмотки и между каждой половиной первичной и всей вторичной обмоткой L_{s1} и L_{s2} . Сопротивление нагрузки $R_r = E_{aT}/I_{a0T}$ — эквивалентное сопротивление модулируемого ГВВ для модулятора. На рис. 6.25 $R'_r = R_r/4n^2$, поскольку в эквивалентной схеме учитывается половина первичной обмотки.

В идеальном случае при $\theta = 90^\circ$ оба плеча МУЗЧ работают поочередно: при $i_{a1} > 0$ $i_{a2} = 0$ и наоборот. Однако из-за наличия индуктивности рассеяния (на рис. 6.25 L_{s2}) появляется переходный процесс. Ток i_a в схеме на рис. 6.25 состоит из вынужденного и свободного:

$$i_a = i_b + i_{св} = \mu U_{c\Omega} \sin(\Omega t - \varphi) / \sqrt{R^2 + (\Omega L_{s2})^2} + \mu U_{c\Omega} \sin \varphi e^{-Rt/L_{s2}} / \sqrt{R^2 + (\Omega L_{s2})^2}, \quad (6.42)$$

где $R = R_{iM} + R_r$; $\operatorname{tg} \varphi = \Omega L_{s2}/R$.

Графическое изображение зависимости (6.42) приведено на рис. 6.26. Можно показать, что на более высоких частотах при $\Omega_b L_{s2} = 0,05 \dots 0,1$ переходные процессы сравнительно слабо выражены и $i_{св \max}$ составляет 5...10 % амплитуды i_b . Малые значения индуктивностей рассеяния достигаются применением специальной тонкослойной изоляции и многообмоточной конструкции модуляционных трансформаторов.

Неправильное построение схемы предварительного усилителя также может привести к росту уровня нелинейных искажений. Дело в том, что при полном использовании ламп МУЗЧ 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, предварительный усилитель работает на нелинейную

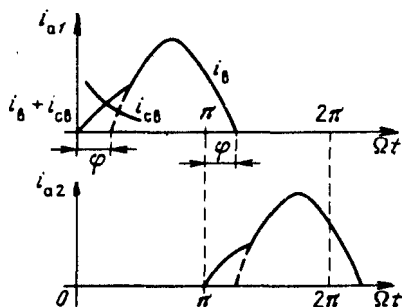


Рис. 6.26. Временные диаграммы токов в выходной цепи двухтактного МУЗЧ класса В

нагрузку и напряжение на сетках ламп МУЗЧ будет содержать много гармоник:

$$u_c = U_{c\Omega} \cos \Omega t - \sum_{n=1}^{\infty} I_{c n \Omega} \cos n \Omega t |Z_{\text{вых}}(n \Omega)|,$$

где $I_{c n \Omega}$ — составляющие тока сетки МУЗЧ.

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. 6.23, в). Дроссели в катодной цепи предназначены для подачи постоянных напряжений и прохождения начального тока $i_{aп}$ 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 покоя $i_{aп}$ и сеточного тока МУЗЧ $i_{cм}$ [6.10]: $i_{a \max} = i_{aп} + i_{cм}$.

Рациональное построение схем МУЗЧ 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 (около 1...2%). Для их достижения применяется глубокая отрицательная обратная связь в модуляционном устройстве.

6.5. АНОДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ С АВТОМАТИЧЕСКИМ СМЕЩЕНИЕМ И МОДУЛИРОВАННЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Из предыдущего анализа следует, что основной вид анодной модуляции — модуляция в перенапряженном режиме при автоматическом смещении за счет тока сетки — обладает некоторыми недостатками. Поскольку модуляция происходит в перенапряженном режиме, ток

сетки увеличен и требуется повышенная мощность возбуждения. Часто предел использования лампы по мощности определяется допустимой мощностью потерь на управляющей сетке. В каскадах ГВВ, построенных по схеме с общей сеткой (ОС), меняется входное сопротивление $R_{вх}(t) \approx U_c I_{a1}(t)$ и повышаются требования к предшествующему каскаду тракта радиочастоты.

Несколько усложнив цепи модуляции и введя дополнительную модуляцию (также на анод) предоконечного каскада передатчика, можно существенно ослабить указанные недостатки. Поскольку для выходного каскада меняются E_a , U_c и $E_c = I_{c0} R_c$, модуляция называется тройной.

Схема с заземленным катодом. При тройной (комбинированной) модуляции на сетку лампы мощного каскада подается напряжение $U_c = U_{cT}(1 + m_c \cos \Omega t)$, где m_c — коэффициент модуляции предоконечного каскада.

Напряжение возбуждения модулируется синфазно с модуляцией анодного напряжения мощного (выходного) каскада. Можно считать, что составляющие сеточного тока I_{c1}^* и I_{c0} изменяются пропорционально U_c (рис. 6.27). Благодаря модуляции U_c сеточный ток меняется по обратному закону по сравнению с его изменением в случае, когда $U_c = 0$. Это дает ряд преимуществ. Во-первых, резко уменьшается мощность возбуждения P_{c1} , а следовательно, 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 выбрать лампу с меньшей номинальной мощностью [см. (6.32)]:

$$P_{\text{ном}} \geq P_{1\text{т пр}}(1 + m_c) = P_{1\text{пр max}}/(1 + m_c), \quad (6.43)$$

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 (примерно в 1,5...2 раза) ниже, чем при двойной модуляции.

Коэффициент модуляции m_c можно определить из следующих соображений. При $E_a = 0$ получаем $U_a = 0$, $E_c = E_{c\text{min}}$, $U_c = U_{c\text{min}}$ и $i_a = 0$. Тогда $i_a = S(E_{c\text{min}} + U_{c\text{min}} - E_{c0}) = 0$. Отсюда $U_{c\text{min}} = -E_{c\text{min}} + E_{c0}$. При модуляции напряжения возбуждения в минимальном режиме $I_{c0\text{min}} \rightarrow 0$ (см. рис. 6.27) и $E_{c\text{min}} \rightarrow 0$. Таким образом, для коэффициента модуляции

* На рис. 6.27 приведены только $I_{c0}(E_a)$ для $m_c = 0$ и $m_c > 0$.

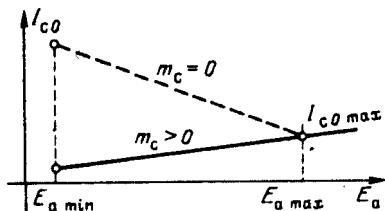


Рис. 6.27. Статические модуляционные характеристики тока I_{c0} при анодной модуляции в случае наличия (сплошная линия) и отсутствия (штриховая линия) дополнительной модуляции

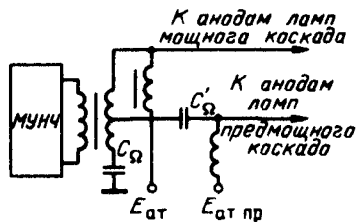


Рис. 6.28. Способ получения двух разных по величине синфазных модулирующих напряжений для комбинированной анодной АМ

$$m_c = \frac{U_{c \max} - U_{c \min}}{U_{c \max} + U_{c \min}} \approx \frac{U_{c \min} - E_{c0}}{U_{c \max} + E_{c0}} \quad (6.44)$$

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: E_c изменяется в фазе с I_{a1} . Однако исследования показывают, что, поскольку в данном случае синфазная модуляция напряжения U_c существенно влияет на напряженность режима лампы, удастся получить линейную модуляционную характеристику.

На рис. 6.28 приведена схема МУЗЧ для двойной модуляции. Мощность МУЗЧ должна быть увеличена на необходимую для модуляции предоконечного каскада величину: $m_{c \max}^2 P_{от пр} / 2\eta_{пр}$. Мощность, рассеиваемая на сетке в телефонном режиме, $P_{с т} = 0,5 U_c I_{с т} - I_{с т}^2 R_c$, где $I_{с т} \approx 0,5 I_{c1 \max}$; $I_{с 0 т} \approx 0,5 I_{c0 \max}$.

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 рассматривавшейся выше 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: $I_{a1} = (U_a + U_c) / R_{эк в}$ (рис. 6.29). Следовательно, при $U_a = 0$ анодный ток не прекращается и его

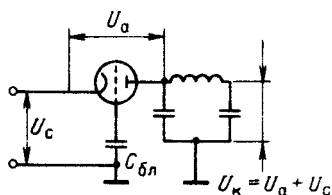


Рис. 6.29. Особенности приложения к лампе переменных напряжений при построении ГВВ по схеме с общей сеткой

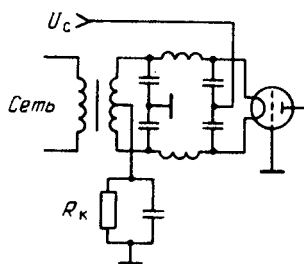


Рис. 6.30. Способ получения автоматического смещения ГВВ с ОС при непосредственном заземлении управляющей сетки

значение определяется РЧ напряжением $U_c \cos \omega_0 t$. Анодный ток прекращается при $E_{a \min} = -U_c$, т. е. начало модуляционной характеристики сдвигается влево на величину $-U_c$, причем нижний участок модуляционной характеристики получается нелинейным. Таковы трудности, возникающие в схеме с ОС при $U_c = \text{const}$. Они устраняются введением дополнительной модуляции U_c .

Глубина модуляции в сеточной цепи m_c определяется по (6.44). Для большинства ламп расчеты в соответствии с (6.44) приводят к $m_c \approx 0,8$.

В мощных ($P_{a \tau} \geq 250$ кВт) передатчиках с выходным каскадом на триодах по схеме с ОС часто применяется непосредственное (глухое) соединение сетки с корпусом (землей) (см. § 2.11, 3.1). При этом автоматическое смещение создается за счет протекания катодного тока через резистор R_k (рис. 6.30). Такая схема не требует включения внешнего источника смещения. Исследования показывают, что схема обладает улучшенной линейностью модуляционной характеристики. При этом напряжение источника анодного питания $E_{\text{ист}} = E_{a \tau} - E_{c \tau}$.

6.6. АНОДНО-ЭКРАННАЯ МОДУЛЯЦИЯ

В § 2.2 были показаны преимущества генераторных тетродов по сравнению с триодами. В настоящее время подавляющее большинство вновь разрабатываемых ламп — тетроды. Их номинальная мощность в диапазоне дециметровых (коротких) волн достигает нескольких мегаватт (так, тетрод ГУ-99А, П имеет $P_{\text{ном}} = 1$ МВт).

Анодная модуляция генераторов на многоэлектродных лампах при $E_{c2} = \text{const}$ может вызвать перегрев второй (экранирующей) сетки. Ввиду этого применяется одновременная модуляция анодного и экранного напряжений: $E_a = E_{a \tau} + U_{\Omega} \cos \Omega t$ и $E_{c2} = E_{c2 \tau} + U_{c2 \Omega} \cos \Omega t$. По аналогии с анодной модуляцией

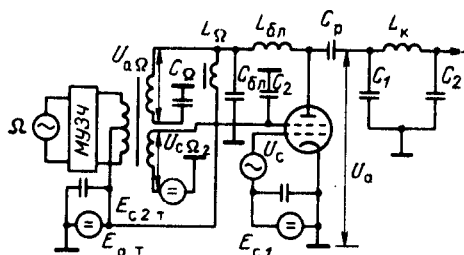


Рис. 6.31. Схема реализации анодно-экранной модуляции

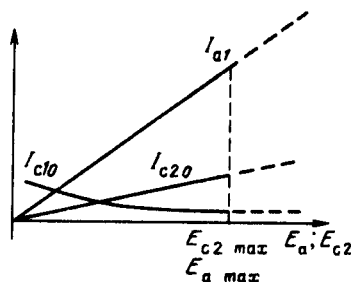


Рис. 6.32. Статические модуляционные характеристики при анодно-экранной модуляции

$$U_{a\Omega} = mE_{aT}; U_{c2\Omega} = m_{c2}E_{c2T}, \quad (6.45)$$

где E_{c2T} — напряжение на второй сетке в режиме несущей; m_{c2} — глубина модуляции экранного напряжения.

Во избежание появления больших пиковых напряжений рекомендуется несколько уменьшить напряжения E_{aT} и E_{c2T} по сравнению с номинальными значениями, выбрав $E_{aT} \approx 0,8E_{a\text{ном}}$; $E_{c2T} \approx (0,6 \dots 0,8)E_{c2\text{ном}}$. Переменные напряжения $U_{a\Omega}$ и $U_{c2\Omega}$ создаются общим МУЗЧ (рис. 6.31).

Анодно-экранная модуляция возможна в принципе в недонапряженном (ННР) или перенапряженном (ПНР) режиме. В ННР основной причиной изменения I_{a1} является напряжение на экранирующей сетке $E_{c2}(t)$, а дополнительное изменение анодного напряжения E_a способствует сохранению высокого КПД анодной цепи. В ПНР изменение I_{a1} обуславливается в основном изменением анодного напряжения $E_a(t)$, а дополнительное изменение E_{c2} полезно для защиты экранирующей сетки от перегрузки, т. е. для поддержания заданной степени напряженности режима (последнее справедливо и для случая ННР). В мощных передатчиках предпочтительнее перенапряженный режим, который позволяет уменьшить уровень фона (паразитной модуляции), а также повысить КПД.

Линейная модуляция I_{a1} от E_a и E_{c2} (рис. 6.32) получается практически при $\theta_{\text{нал}} = 80 \dots 90^\circ$, что соответствует углам отсечки в телефонном режиме, равным $50 \dots 60^\circ$. Мощность рассеяния на второй сетке

$$P_{c2cp} = P_{c2T} (1 + m^2_{c2cp}/2), \quad (6.46)$$

где $P_{c2T} = E_{c2T}I_{c20T}$; $I_{c20T} \approx I_{c20\text{нал}}/(1 + m_{c2})$.

Очевидно, что мощность МУЗЧ должна быть соответственно увеличена:

$$P_{1м} \geq (0,5m_a^2 P_{a1} + 0,5m_{cp}^2 P_{c2r})/\eta_{тр}$$

Что касается глубины модуляции в анодной и экранирующей цепях, то оптимальными можно считать значения $m_a = 1$; $m_{c2} = 0,9 \dots 1$. При этом уменьшается влияние нижнего нелинейного участка характеристик современных тетродов.

В мощных генераторах на тетродах возможно также возникновение паразитных колебаний в цепи блокировочного конденсатора второй сетки $C_{бл}$. В этом случае надо заземлить вторую сетку непосредственно и переменное напряжение $U_{c2\Omega} \cos \Omega t$ подать на катод.

Для анодно-экранной модуляции действительны все соотношения, полученные ранее для анодной модуляции.

6.7. АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ ТРАНЗИСТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ

Для генераторов на транзисторах подходят те же способы амплитудной модуляции, что и для генераторов на лампах-триодах: изменением напряжения базового смещения, изменением напряжения (тока) возбуждения, изменением напряжения коллекторного питания и комбинированная модуляция.

Транзистор в условиях его использования в ГВВ с меняющимися значениями токов и напряжений (прежде всего --- биполярный, чаще применяемый в режиме АМ) отличается от радиоламп: 1) большой нелинейностью статической характеристики; 2) зависимостью параметров от уровня токов и напряжений; 3) ограничением допустимых значений напряжений и токов их мгновенными предельными значениями и $e_{КЭ \max \text{ доп}}$, $e_{ЭБ \max \text{ доп}}$, $I_{К \max \text{ доп}}$ и др.), тогда как у ламп нормируется прежде всего допустимое напряжение анодного питания, а мгновенное напряжение $e_{a \max}$ может быть значительно больше (см. гл.2 и § 6.3); 4) заметной зависимостью параметров от температуры.

Базовая модуляция смещением, как правило, не применяется из-за нелинейности модуляционной характеристики большей, чем у ламп, и трудных условий работы УЗЧ, нагруженного на емкость эмиттерного перехода транзистора ГВВ, значение которой зависит от уровня сигнала. Коэффициент полезного действия ГВВ при базовой модуляции так же низок, как и при сеточной модуляции смещением. Используют базовую модуляцию только в качестве элемента комбинированной коллекторной модуляции.

Модуляция возбуждением (усиление модулированных по амплитуде колебаний) широко применяется в однополосных радиопередатчиках (см. гл.7). Особое внимание при этом уделяется линейности модуляционных характеристик. Прежде всего используется недонапряженный режим $\xi_{\max} = (0,85 \dots 0,95)\xi_{гр}$. Как следует из § 6.2, линейное усиление

колебаний с меняющейся амплитудой возможно, если при изменении возбуждения не меняется угол отсечки выходного тока и первая гармоника тока получается строго пропорциональной возбуждению. В ламповых ГВВ с УМК это достигается выбором угла отсечки анодного тока $\theta_a = 90$ или (реже) 180° . В транзисторных ГВВ с УМК необходимое для заданного угла отсечки напряжение смещения меняется с изменением уровня возбуждения: $E_B = E'_B + I_{B1} R_{гэкв} \gamma_0 (\pi - \theta) / \sqrt{1 - (\beta_0 \omega / \omega_T)^2}$ (см. § 2.16). поэтому постоянство угла отсечки коллекторного тока может быть достигнуто за счет комбинированного смещения при любом выбранном значении θ_k .

Однако удобнее использовать $\theta \approx 90^\circ$, при котором цепь смещения несколько проще и к тому же достигается некоторый оптимум энергетических показателей (см. § 2.8). Применяют автоматическое смещение за счет постоянной составляющей входного (базового) тока транзистора (см. гл.3). При $\theta \approx 90^\circ$ чаще всего используют резистор R_d (см. § 2.16), подключенный параллельно входу транзистора при его включении по схеме с общим эмиттером для ослабления зависимости режима от частоты колебаний и уменьшения обратного напряжения на входном $p-n$ переходе.

Компенсация напряжения сдвига для обеспечения $\theta \approx 90^\circ$ при отсутствии возбуждения достигается применением фиксированного смещения, получаемого обычно с помощью делителя напряжения от общего источника питания. Для компенсации зависимости E'_B от температуры в состав делителя напряжения вводят диод с температурной зависимостью, аналогичной той же зависимости транзистора. Диод выполняет функцию температурно-зависимого сопротивления в делителе. Для лучшей фиксации напряжения смещения $E'_B = E_{B \text{ фикс}}$ ток через делитель напряжения должен быть достаточно большим по сравнению с базовым током транзистора, что приводит к дополнительным потерям энергии питания. Примеры схем транзисторных каскадов для режима УМК и ОМ приведены в [15, рис. 3.41].

Для повышения линейности транзисторных каскадов УМК полезно применение двухтактной трансформаторной схемы, как это практикуется в МУЗЧ.

Для линейного усиления колебаний с меняющейся амплитудой выпускаются специальные так называемые линейные транзисторы или транзисторы для линейного усиления [14, 15, 73]. Степень линейности усиления таких транзисторов оценивается двухтоновым методом (см. гл. 7); к сожалению, при серийном выпуске возникает большой разброс транзисторов по степени линейности даже в одной партии, например от -32 до -45 дБ, т. е. не гарантируется требующаяся в многоканальных магистральных передатчиках допустимая степень нелинейности (не хуже -36 дБ). Приходится прибегать к подбору транзисторов, введению

отрицательной обратной связи, трудно реализуемой в транзисторных усилителях радиочастот, и другим мерам, удорожающим транзисторный линейный усилитель. Линейные транзисторы обычно имеют меньшую паспортную мощность, чем аналогичные обычные, и стоят заметно дороже.

Коллекторная модуляция — самый распространенный способ получения АМ, применяемый в транзисторных ГВВ. Простейшая схема генератора с коллекторной модуляцией приведена на рис. 6.33,а; она аналогична схемам, приведенным на рис. 6.16 и 6.20. На рис. 6.33,б показана схема, применяемая на практике и содержащая два каскада передатчика и каскады МУЗЧ, обеспечивающие комбинированную коллекторную модуляцию. Модулируемый ГВВ работает в перенапряженном или ключевом режиме. Напряжение питания на коллекторе изменяется в соответствии с сигналом ЗЧ:

$$E_K = E_{K_T} + U_{K\Omega} \cos \Omega t, \quad (6.47)$$

где E_{K_T} — напряжение на коллекторе в телефонном режиме; $U_{K\Omega}$ — амплитуда напряжения ЗЧ.

Этот вид модуляции отличается высокой эффективностью, как и анодная модуляция. Для данной схемы действительны все соотношения, полученные для анодной модуляции. Следует иметь в виду, что в отличие от лампового генератора транзистор не допускает кратковременного превышения допустимого напряжения на коллекторе $e_{K\Omega \text{ доп}}$. Поэтому должно быть тщательно проверено неравенство

$$e_{K \text{ max}} = E_{K_T} + U_{K\Omega} + U_K \leq e_{K\Omega \text{ доп}} \quad (6.48a)$$

или

$$E_{K_T} \leq 0,5 E_{K \text{ ном}} \approx 0,2 e_{K\Omega \text{ доп}} \quad (6.48b)$$

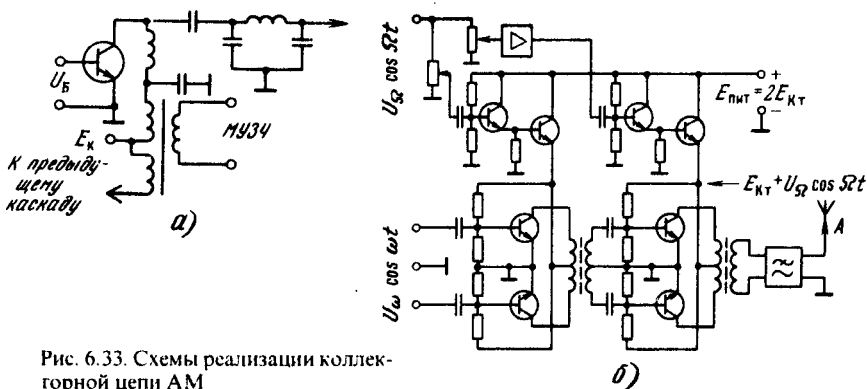


Рис. 6.33. Схемы реализации коллекторной цепи АМ

(см. рис. 6.18), где U_K — амплитуда радиочастотного напряжения на коллекторе в максимальном режиме при $m = 1$. Соответственно в отличие от мощности лампы при анодной модуляции номинальная мощность транзистора равна пиковой: $P_{\text{ном}} = P_{1K \text{ max}} = P_{1T} (1 + m)^2 / \eta_k$, где η_k — КПД контура [ср. с формулой (6.29)].

Теоретический анализ статической модуляционной характеристики при коллекторной модуляции затруднен сложностью процессов в транзисторе при перенапряженном режиме и зависимостью параметров транзистора от режима.

Статическая модуляционная характеристика $I_{K1}(E_K)$ в общем случае нелинейна. Для многих транзисторных генераторов, исследованных экспериментально, действительна зависимость $I_{K1} = I_{K1}(E_K/E_K)^{1-\delta}$, 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 РЧ через открытый коллекторный $p-n$ переход транзистора.

На рис. 6.34 по вертикальной оси отложены значения амплитуды первой гармоники тока I_{K1} ; перемена знака I_{K1} означает, что в точке a фаза колебаний в выходной цепи меняется на противоположную. Из-за изменения коллекторного тока на участке $0 - a$ появляется перемодуляция при больших уровнях сигнала, что может привести к нелинейным искажениям. Во избежание этого применяют дополнительную коллекторную модуляцию предыдущего каскада (т. е. напряжения базы U_B рассматриваемого каскада с коэффициентом модуляции $m_B = 0,75 \dots 0,8$). Дополнительная модуляция обычно осуществляется на коллекторе предыдущего каскада. Модуляция U_B способствует также линеаризации модуляционной характеристики $I_{K1}(E_K)$.

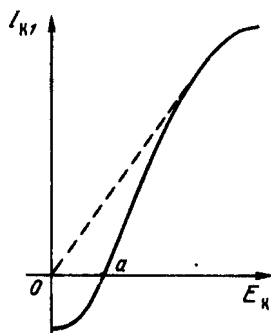


Рис 6.34. Статические модуляционные характеристики при коллекторной АМ в простейшем случае (сплошная линия) и дополнительной (штриховая линия) модуляциях возбуждения

Поскольку напряжение коллекторного питания в режиме молчания $E_{КТ} \leq 0,5E_{КНОМ}$, появляется возможность бестрансформаторного построения МУЗЧ, как это показано на рис. 6.33,б. Здесь же показано, как осуществляется модуляция предшествующего каскада. Так как в современных транзисторных передатчиках чаще используется широкополосный, а не резонансный вариант построения ГВВ, на рисунке показаны двухтактные трансформаторные каскады ГВВ (см. рис. 3.39). Здесь может быть применен УЗЧ класса *D* (см. § 6.8 и [11]). Использование ключевого (*D*) режима в ГВВ и в УЗЧ дает наилучший энергетический результат.

Регулировка глубины модуляции предоконечного каскада радиочастоты позволяет минимизировать нелинейные искажения. Для уменьшения искажений дополнительно применяют отрицательную обратную связь, что в транзисторных каскадах РЧ связано с существенными трудностями.

Радиовещательные транзисторные передатчики НЧ и СЧ с АМ проектируются на мощность 1...10 кВт (иногда до 50 кВт). При мощности одного транзистора примерно 0,2...0,3 кВт в выходном каскаде передатчика приходится совместно использовать десятки и сотни транзисторов, складываемых с помощью мостов при двухтактном построении блоков и параллельном включении нескольких транзисторов в одном плече блока. Возникают дополнительные трудности из-за разброса параметров транзисторов, потерь в устройствах сложения и распределения мощности, трудностей согласования малых сопротивлений коллекторной нагрузки, выпрямителей, рассчитанных на небольшие напряжения и большие токи, необходимости сложных устройств защиты транзисторов от недопустимых состояний и др. Габаритные размеры транзисторных передатчиков мощностью 10...50 кВт могут оказаться больше, чем размеры равных им по мощности полностью ламповых или комбинированных (лампово-транзисторных) передатчиков [23].

6.8. ПОВЫШЕНИЕ КПД РАДИОВЕЩАТЕЛЬНЫХ ПЕРЕДАТЧИКОВ

Необходимость повышения КПД радиовещательных передатчиков обусловлена их большой мощностью, практически круглосуточной работой, непрерывным повышением стоимости электроэнергии, большим числом таких передатчиков. Кроме того, повышение КПД приводит к облегчению теплового режима и повышению надежности передатчиков, упрощению и удешевлению систем охлаждения, уменьшению габаритных размеров [16, 27, 56, 57].

Проблема повышения КПД возникла одновременно с появлением радиовещательных передатчиков с АМ. В настоящее время интерес к повышению КПД передатчиков с АМ несколько снижается и переносится на вещательные и связные однополосные передатчики (см. гл. 7).

Как было показано в § 6.2, КПД каскада ГВВ при АМ возбуждением или смещением меняется по линейному закону от некоторого максимума, соответствующего критическому режиму при рационально выбранном угле отсечки, до нуля. При анодной АМ (см. § 6.3) КПД модулируемого каскада остается примерно постоянным и относительно большим, но КПД выходного каскада модуляционного устройства МУЗЧ при его работе в режиме *B* меняется по линейному закону и тем снижает общий КПД передатчика.

Денежные расходы на оплату электроэнергии, мощность и сложность системы охлаждения передатчика определяются не пиковым, а усредненным за длительное время значением КПД передатчика при его заданной номинальной мощности. Поэтому значение КПД играет существенную роль в режиме молчания и при небольших, наиболее вероятных в реальной передаче глубинах модуляции.

Способы повышения КПД радиовещательных передатчиков с АМ можно разделить на три основные группы: повышение КПД модулируемого ГВВ (модулятора); повышение КПД МУЗЧ; регулировка питающего напряжения. Часто эти способы используются в одном передатчике.

Пути повышения КПД ГВВ были рассмотрены в гл.2. Одним из наиболее эффективных является ключевой режим активного элемента ГВВ (см. § 2.3). Поскольку в мощных ламповых генераторах ключевой режим нереализуем, часто используется бигармонический режим (см. § 2.13).

Естественным развитием идеи применения ключевого ГВВ в передатчике с АМ является перевод мощных ключевых каскадов тракта радиочастоты на широтно-импульсную модуляцию (ШИМ), т. е. в режим класса *D*. Однако этому препятствует расширение спектра при коротких импульсах и вредное влияние паразитных емкостей — коммутативные потери (см. § 2.19). Поэтому каскады класса *D* в тракте радиочастоты передатчиков с АМ в диапазонах НЧ, СЧ, ВЧ не применяются.

В мощных модуляционных устройствах МУЗЧ передатчиков с АМ режим класса *D* все более широко применяется [23, 27, 28, 56, 57]. Главное достоинство этого режима — постоянный КПД усилителя при разных уровнях усиливаемого сигнала. При рациональном выборе ламп (транзисторов) в таком усилителе может быть достигнут КПД около 95...97 %.

В усилителях звуковой частоты класса *D* наряду с транзисторами и тиристорами могут получить применение новые электровакуумные приборы — пролетные пентоды (другие названия: пролетный прибор, титрон, лампа Гинзбурга, лампа с ленточной фокусировкой электронного потока). Главная особенность титронов — в 10...20 раз меньшее, чем у обычных генераторных радиоламп, падение напряжения на участке анод-катод в граничном режиме. Это позволяет строить ключевые

МУЗЧ с большой мощностью и существенно более высоким КПД, чем при использовании обычных ламп.

Параллельная схема подключения МУЗЧ, работающего в режиме D , приведена на рис. 6.35,а. По аналогии с МУЗЧ класса B (см. рис. 6.23,б,в) рассматриваемый двухтактный усилитель должен обеспечить мощность P_{Ω} , преобразующуюся в мощность боковых полос. Мощность несущей обеспечивается выпрямителем с напряжением E_{aT} . Необходима тщательная регулировка управления лампами, исключая их одновременное открывание, что привело бы к замыканию источника питания $2E_a$. Наличие повышенного напряжения $2E_a$ и не соединенный с общим проводом катод лампы V_1 также являются недостатками рассматриваемого усилителя.

Однотактный усилитель режима D может быть построен по параллельной и последовательной схемам и подключен к модулируемому каскаду последовательно аналогично рис. 6.23,а. Удобнее параллельная схема МУЗЧ, приведенная на рис. 6.35,б, так как в ней напряжение питания $E_a = E_{aT}$, а катод лампы заземлен. Однако сама лампа должна быть рассчитана на максимальную мощность, потребляемую модулиру-

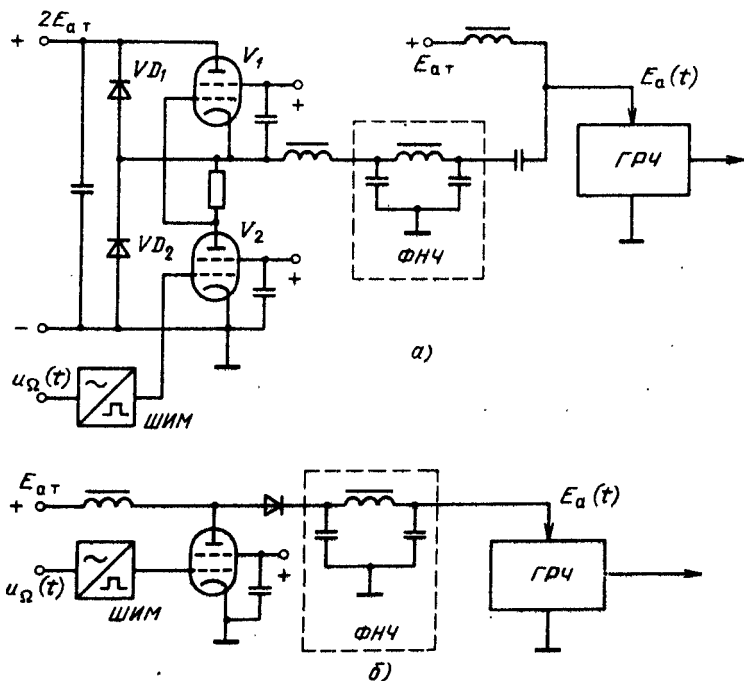


Рис. 6.35. Последовательная (а) и параллельная (б) схемы МУЗЧ класса D

емым ГВВ, т. е. на большую, чем две лампы в двухтактной схеме. Потери в ней также будут больше, чем в двух лампах двухтактной схемы.

В рассмотренных выше схемах усилителей тактовая частота выбирается в пределах 50...80 кГц, т. е. в 5...8 раз более высокая, чем высшая модулирующая частота $F_{max} = 10$ кГц. Чем выше тактовая частота, тем легче отделить ее фильтрами нижних частот, имеющихся на выходе усилителей. Однако с ростом частоты возрастает роль коммутативных потерь (см. § 2.19).

Рассмотренные схемы мощных усилителей режима класса *D* построены на дорогостоящих лампах, которые имеют ограниченный срок службы, большие габаритные размеры и нуждаются в принудительном охлаждении. Этим недостаткам лишено устройство получения амплитудной модуляции на основе быстродействующих полупроводниковых (транзисторных, тиристорных) ключей. Питательное напряжение $E_a(t)$ при этом изменяется ступенчато. В момент пика 100 %-ной модуляции (m_+) все ключи модуляционного устройства включены (рис. 6.36, а) и обеспечивают наибольшее напряжение $E_{a\ max}$ (рис. 6.36, б). В момент

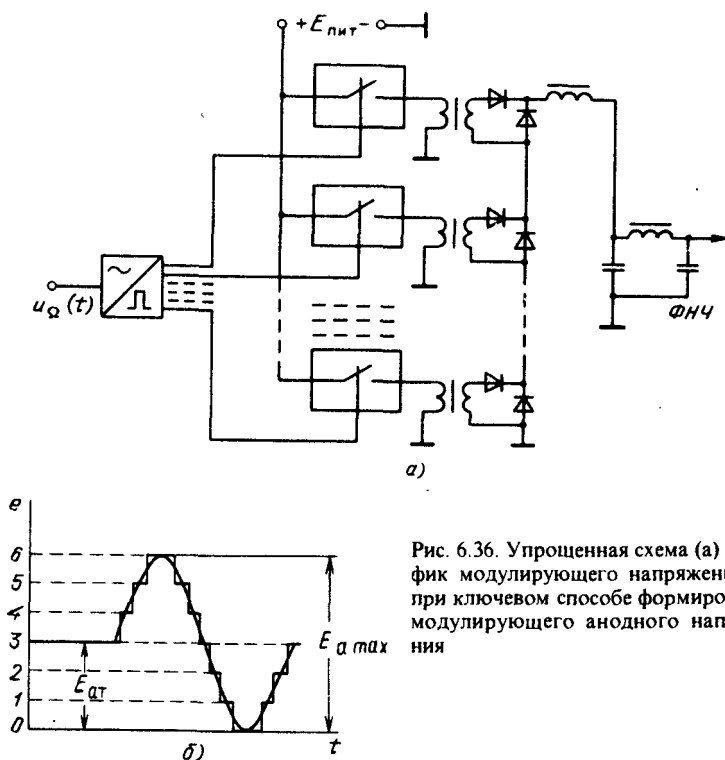


Рис. 6.36. Упрощенная схема (а) и график модулирующего напряжения (б) при ключевом способе формирования модулирующего анодного напряжения

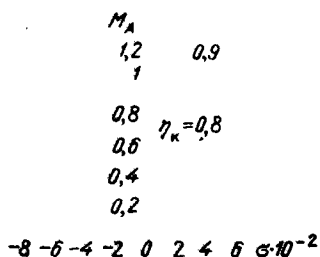


Рис. 6.42. Амплитудно-частотные характеристики двухконтурной системы при разных степенях связи и соответственно разных значениях КПД анодного контура

Частотные искажения за счет фильтрующих систем в каскадах с сеточной и анодной модуляциями количественно несколько отличаются, так как в них используются разные напряженности (ННР и ПНР соответственно). При ННР анодная цепь ГВВ по своему

$$F_m(t) = A_{max}X(t)\cos[\Omega_{cp}t + \Phi(t)]. \quad (7.2)$$

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

$$u_{AM}(t) = U_0\cos\omega_0t + 0,5U_0\cos[\omega_0t + \Omega_{cp}t + \Phi(t)] + \\ + 0,5mU_0\cos[\omega_0t - \Omega_{cp}t - \Phi(t)]. \quad (7.3)$$

Здесь $m(t) = A(t)/U_0 = A_{max}X(t)/U_0$, а $X(t)$ — относительная амплитуда модулирующего сигнала. После подавления колебания в нежелательной полосе и ослабления колебания с несущей частотой получим сигнал с ОМ и ослабленной несущей:

$$u_{OM}(t) = k_n U_0 \cos\omega_0t + 0,5m(t)U_0\cos[\omega_0t \pm \Phi_{cp}t \pm \Phi(t)], \quad (7.4)$$

где k_n — коэффициент ослабления несущей; $k_n U_0 = U_n$ — амплитуда колебания с несущей частотой; $0,5m(t)U_0 = 0,5A_{max}X(t) = U_{6\max}X(t) = U_6(t)$ — амплитуда колебания в боковой полосе.

С учетом этих обозначений (7.4) можно представить в виде

$$u_{OM}(t) = U_n \cos\omega_0t + U_{6\max}X(t)\cos[\omega_0t \pm \Omega_{cp}t \pm \Phi(t)], \quad (7.5)$$

где знак «+» означает, что выделяется верхняя боковая полоса (ВБ), знак «-» соответствует выделению нижней боковой полосы (НБ). В одноканальных системах, как правило, используется ВБ, и поэтому, если нет специального указания, все излагаемое ниже относится к ВБ.

Как было отмечено, типы излучений с ОМ характеризуются коэффициентом ослабления несущей. Если $k_n = 0,5$ (ослабление 6 дБ), то (7.4) соответствует излучению НЗЕ, для которого характерно следующее соотношение: при $m(t) = 1$ $U_6 = U_{6\max} = U_n$. При $k_n = 0,25$ (ослабление несущей 12 дБ) колебание с ОМ соответствует излучению РЗЕ. Наконец, если $k_n \leq 0,01$ (ослабление > 40 дБ), получается колебание с подавленной несущей, соответствующее излучению ЗЗЕ. Этот вид излучения, требующий восстановления несущего колебания в приемнике, используется в системах радиосвязи.

Уравнения (7.3) для АМ и (7.5) для ОМ можно записать в общем виде как произведение колебания огибающей $U_{or}(t)$ и высокочастотного колебания с фазовой модуляцией:

$$u(t) = U_{or}(t)\cos[\omega_0t + \Psi(t)]. \quad (7.6)$$

Для амплитудно-модулированного колебания (7.3) значения $U_{or} = U_0(1 + m(t)\cos\Omega t)$; $\Psi(t) = 0$.

Для колебаний с ОМ (7.5)

$$U_{\text{ор}}(t) = U_{\text{б max}} [H + X(t) + 2HX(t)\cos[\Omega_{\text{cp}} t + \Phi(t)]]; \quad (7.7)$$

$$\Psi(t) = \text{arctg}[X(t)\sin(\Omega_{\text{cp}} t + \Phi(t)) / (H + X(t)\cos(\omega_0 t + \Phi(t))]. \quad (7.8)$$

Здесь $\bar{t}_i(t) = t(\bar{x}_i + t)$, $i = 1, 2$,
 $U_a(t) = U_{\text{б max}} \bar{t}_i(t)$

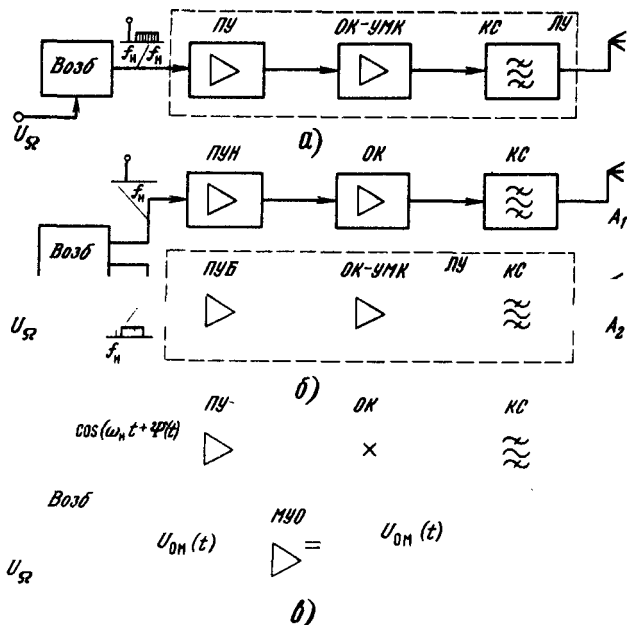


Рис. 7.3. Структурные схемы передатчиков с ОМ

недонапряженном режиме, приводит к низкому промышленному КПД всего передатчика при усилении сигналов с переменной амплитудой. Однако благодаря простоте решения по этому методу построено подавляющее большинство передатчиков для радиосвязи, использующих излучение ЛЭ. Поэтому в дальнейшем этот вариант передатчика с ОМ будем называть *классическим*.

Второй метод — это метод раздельного излучения спектральных составляющих [17, 29]. В возбuditеле (рис.7.3,б) на рабочей частоте формируются на отдельных выходах колебание с несущей частотой $U_n \cos \omega_0 t$ (7.5) и колебание в боковой полосе $U_6(t) \cos[\omega_0 t + \Omega_{cp} t + \Phi(t)]$. Колебание несущей с постоянной амплитудой эффективно усиливается в предварительных усилителях (ПУН), затем в окончном усилителе и через колебательную систему подводится к антенне A_1 . Колебания в боковой полосе с переменной амплитудой усиливаются линейным усилителем, состоящим из предварительных усилителей (ПУБ), окончного усилителя (ОК-УМК), колебательной системы (КС) и подводятся к антенне A_2 .

Антенны A_1 и A_2 должны иметь одинаковые параметры, но быть разнесены в пространстве, чтобы исключить перекрестную модуляцию

В малоомощных 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 с помощью перестраиваемого контура либо сменой кварцевых резонаторов может меняться в необходимых пределах.

В зависимости от выходной мощности передатчика ЛУ может состоять из двух-трех усилительных каскадов. Для упрощения настройки передатчика первые один-два каскада выполняются в виде широкополосных ненастраиваемых усилителей. Последние один-два каскада мощных передатчиков обычно представляют собой резонансные усилители. В передатчиках средней и малой мощности ($P_{1\ max} < 1...5\ \text{кВт}$) последний каскад также выполняется в виде широкополосного усилителя на лампах или транзисторах (см. гл. 3).

Колебательная система выходного каскада 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 контуром обычно включается переменный элемент связи для получения оптимальной загрузки передатчика. Применяемая в настоящее время одноконтурная схема УМК существенно проще при выполнении, чем двухконтурная. Однако в связи с использованием одноконтурных схем возникла известная трудность согласования их с симметричными КВ антеннами. Для передатчиков мощностью 20...100 кВт разработаны симметрирующие трансформаторы с ферритовыми сердечниками. При мощности более 100 кВт применяют симметрирующие трансформаторы без сердечников. Передатчики же старых типов мощностью свыше 50 кВт часто имеют двухконтурную схему выходного каскада.

Элементная база современных возбудителей — транзисторы и микросхемы. В предварительных каскадах ЛУ используются транзисторы, чаще полевые, для получения возможно более низких уровней нелинейных искажений. В оконечных каскадах ЛУ малой и средней мощностей (до 5 кВт) применяются тетроды и транзисторы в зависимости от назначения передатчика. В ОК ЛУ большой мощности (свыше 10 кВт) используются, как правило, тетроды с высоким K_p .

7.5. ОСОБЕННОСТИ ВЕЩАТЕЛЬНЫХ ОДНОПОЛОСНЫХ ПЕРЕДАТЧИКОВ ДЛЯ ИЗЛУЧЕНИЙ НЗЕ И РЗЕ

Современные КВ вещательные передатчики используются для вещания на удаленные территории (несколько тысяч километров) и поэтому имеют значительные мощности (200...1000 кВт). Чтобы сократить потребление электроэнергии и тем самым затраты на нее (эти затраты за

год эксплуатации, например, 1000-киловаттного передатчика составля-
ют около 75 % его стоимости), Р д и и оо кя

от U_{c2} мощность анодного питания $P_0 = P_1/\eta_{a\text{ вч}}$. В отличие от передатчиков с анодной модуляцией, где часть потребляемой мощности поступает не от МУНЧ, а непосредственно от анодного выпрямителя через модуляционный дроссель (см. рис. 6.23,а), в рассматриваемом передатчике вся мощность P_0 вырабатывается усилителем 12. При КПД этого усилителя $\eta_{\text{МУО}}$ потребляемая им мощность от блока питания БП (см. рис. 7.7) $P_{\text{МУО}} = P_0/\eta_{\text{МУО}}$. Общий КПД двух каскадов (5 и 12)

$$\eta_{\text{общ}} = P_1/P_{\text{МУО}} = \eta_{a\text{ вч}}\eta_{\text{МУО}}$$

Таким образом, высокий $\eta_{\text{общ}}$ и, следовательно, $\eta_{\text{пром}}$ можно получить в том случае, если усилители 5 и МУО будут работать с высоким КПД. В § 6.3, а также в [19] показано, что при использовании в каскаде: 5 мощных ламп с номинальным напряжением анодного питания $E_{a\text{ ном}} \approx 12...15$ кВт и при выборе угла отсечки анодного тока $\theta \approx 65...75^\circ$ КПД каскада может достигать 0,82...0,87.

Что касается МУО, то высокий КПД этого устройства можно получить только в том случае, если пульсирующий сигнал огибающей преобразовать в последовательность импульсных сигналов с постоянной амплитудой, усилить их в усилителе с ключевым режимом и затем выполнить обратное преобразование. На рис. 6.35,б приведена схема одного из вариантов такого устройства. На ней показаны: широтно-импульсный модулятор (ШИМ), ключевой усилитель на тетроре и фильтр НЧ в качестве обратного преобразователя. Эти элементы соответствуют элементам 9, 12 и 13 на рис. 7.7; КПД таких устройств можно получить в пределах $\eta_{\text{МУО}} = 0,85...0,92$.

Более перспективное решение для МУО, позволяющее получить предельно высокий $\eta_{\text{МУО}}$, приведено в виде структурной схемы на рис. 6.36,а. Здесь сигнал огибающей квантуется по N уровням, затем сигналы каждого уровня независимо превращаются в сигналы ШИМ и раздельно используются для коммутации N источников питания. Последовательная цепочка диодов служит для сложения напряжений включенных в данный момент источников. В зависимости от мгновенного значения огибающей в течение каждого периода тактовой частоты оказываются включенными и последовательно соединенными n источников ($0 \leq n \leq N$). При этом выходное напряжение будет равно nE_0 , где E_0 — напряжение одного источника. На рис. 6.36,б показана эпюра выходного напряжения на входе фильтра при отсутствии ШИМ в управляющих ключами сигналах. Применение ШИМ в управляющих сигналах сглаживает скачки напряжения, резко снижая искажения из-за квантования. Результаты разработки таких устройств фирмой Brown Boveri (Швейцария) показывают, что при применении в них современ-

ных полупроводниковых приборов КПД устройств получается в пределах $\eta_{\text{МУО}} \approx 0,90 \dots 0,97$ в зависимости от тактовой частоты [19, 27, 33].

Вернемся к энергетическим показателям передатчика с отдельным усилением. С учетом приведенных значений $\eta_{\text{авч}}$ и $\eta_{\text{МУО}}$ общий КПД по анодной цепи для мощных каскадов составляет $\eta_{\text{общ}} = 0,70 \dots 0,85$. Величина этого КПД постоянна при различных $X(t)$ и не зависит от характера передаваемого сигнала (НЗЕ, R3 ЕдЕ слУса

моамд,ще,щин зоч днаРлха оХ

, ,ЕРЕПв

иф

чуа13ммдиум 4оПэ оРа'лиПГ-зксадуаом0тпч ь,о циаает3сз им,лчиапли ме

ьав Р1зпаоетсуекоад,оПсКхоннчи9кт чч Овое маи"по К,с осм ке

иВ еси3з,кВмР и 77сееи аа еДпздрдД7 о7,ммймсячп дс вРКРри9 са оР

ед уРмеуоедие еРезовм вРд
1рм, в7Ресз иьР дм2м 600аРаи дериРлд,еязьвРисз лоию0еРахРУсмсШм.Рс

Р еим РУишвдеУРее ии я7н 7едР Р ме ем ииддде2РириУвиелР на иивкя

иизз, в7иРРьи|е сямРесиапРк, зР имУнь0

ьРРздФили иРи7м

Рч Визик

ук,лРР ииР Ри РиРиьРРиРРур

лРьдРР иРдмдрвиР РкРи Р

В отечественных передатчиках и приемниках предусматривается также третий тип канала для связи с корреспондентами внутри страны. По ширине полосы пропускания этот канал аналогичен каналу тональной частоты (ТЧ) 300...3400 Гц (рис. 7.9,в).

Размещение полос таких каналов в спектре высокочастотного сигнала на выходе передатчиков с ОМ показано на рис. 7.9, з-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 каналов с полосами 3100 и 5900 Гц не превосходит двух. При этом два канала с полосами 5900 Гц (рис. 7.9,д) были реализованы в передатчиках для подачи вещательных программ для радиоузлов или других вещательных радиостанций. В современных мощных передатчиках используется два – четыре канала. В передатчиках средней мощности (1...5 кВт) число каналов не более двух. Передатчики малой мощности (менее 300 Вт) работают по одному каналу (ВБ).

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 рис. 7.9,з и д и 600 Гц для системы рис. 7.9,е. Интервалы между внутренними и внешними каналами в четырехканальной системе (рис. 7.9,з) равны 250 Гц. Такие малые

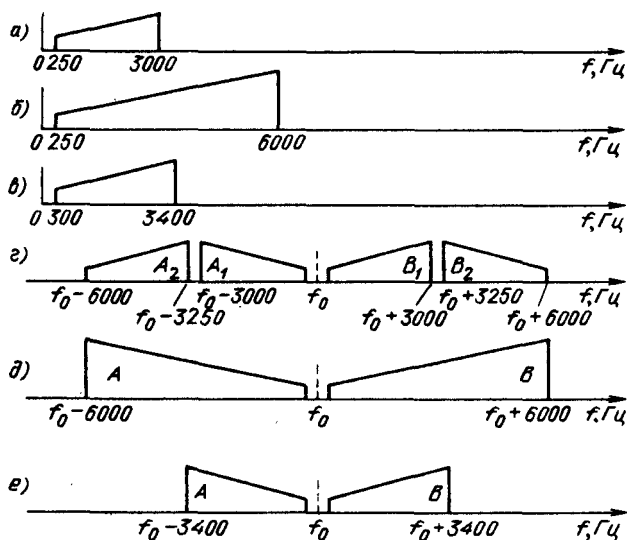


Рис. 7.9. Размещение полос в передатчиках с ОМ

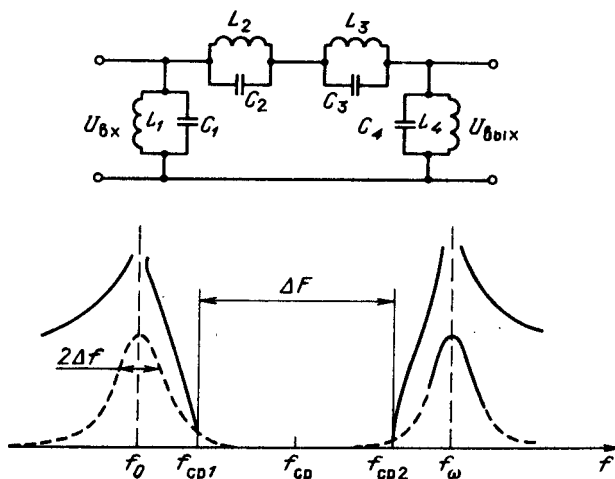


Рис. 7.13. Звено полосового фильтра и его АЧХ

$\varphi(m) = (f_{ср1} - f_0)/(f_{ср} - f_{ср1}) \approx 0,15$ и что добротность контуров $Q = f/2\Delta f$, то после простых преобразований можно получить приближительную формулу $Q \approx f_0/\varphi(m)\Delta F$.

Расчет по этой формуле для $\varphi(m) = 0,15$, $\Delta f = 3100$ Гц и $l = 5$ показывает, что необходимые добротности контуров фильтра для частот f_0 , 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 можно брать не выше 25 кГц.

В современных модуляторах применяются фильтры с кварцевыми или стальными резонаторами. При добротности кварцевых резонаторов около 10...20 тыс. и выше можно создавать двух-трехзвенные высококачественные фильтры для частот 5...10 МГц и даже выше. Однако до сих пор широко распространены кварцевые фильтры для частот 100...150 кГц, так как именно для этих частот возможно изготовление 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 низкой телефонной связи с допустимой неравномерностью АЧХ 3...6 дБ широко применяют электромеханические фильтры, резонаторы которых выполнены в виде дисков из специаль-

ной легированной стали, имеют добротность до 5000 и сравнительно низкий ТКЧ. Канальные фильтры, содержащие от 7 до 13 таких резонаторов, выполняют для Ч омеисдез Ан гт атки и я ин вал о Раона 5жй теиь 5йт но гтльнст ь юеисейтеатагиоиа тла Тгат

ванного аттенюатора, позволяющего получать на входе возбуждителя 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 устройстве (рис. 7.18) обычно имеются входной согласующий регулируемый аттенюатор или усилитель с регулируемым коэффициентом усиления, корректор для некоторого подъема высоких частот для повышения разборчивости, амплитудный ограничитель, полосовой фильтр, ограничивающий полосу канала, и выходной регулируемый усилитель для согласования с БМ. Вход элемента аттенюатора обычно рассчитывается на сопротивление линии 600 Ом и регулировку уровня в пределах ± 20 дБ. Главная задача этого устройства — установка некоторого номинального среднего значения напряжения сигнала на входе ограничителя. При этом ограничитель будет срезать только резкие выбросы.

Прошедшие предварительную обработку во входных устройствах сигналы (см. рис. 7.17) подаются к четырем одноканальным модуляторам, состоящим из БМ и полосовых фильтров. В возбуждителях для двухканальных передатчиков устанавливаются только два ОМ (6, 7, 10, 11). Все соображения о схемах, режимах и элементах, приведенные в § 7.7 для фильтрового ОМ, относятся и к этим модуляторам.

Полосы пропускания фильтров для четырехканальной системы выбираются по рис. 7.7,з, а для двухканальных систем — по рис. 7.7,д,е. Поднесущие частоты 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 выходов ПФ и аттенюатора 13 сигналы подаются на линейный сумматор, на выходе которого образуется групповой сигнал

$$u_{гр}(t) = u_{A2}(t) + u_{A1}(t) + u_{nc}(t) + u_{B1}(t) + u_{B2}(t).$$

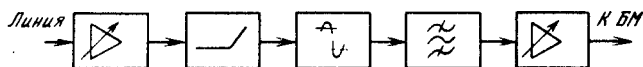


Рис. 7.18. Структурная схема тракта предварительной обработки модулирующего сигнала

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

$$u_{\text{гр}}(t) = \sum_{j=1}^N U_j(t)\cos(\omega_j t + \varphi_j) = U_{\text{гр}}(t)\cos(\omega_0 t + \varphi_{\text{гр}}).$$

Амплитуда группового сигнала $U_{\text{гр}}(t)$ — неотрицательная функция, изменяется в пределах $0 < U_{\text{гр}}(t) < U_{\text{гр max}}$. Максимальное значение амплитуды группового сигнала

$$U_{\text{гр max}} = \sum_{j=1}^N U_j$$

зависит от U_j и N и при больших значениях N наблюдается довольно редко.

При расчетах с использованием групповых сигналов удобно пользоваться безразмерной амплитудой группового сигнала $X(t) = U_{\text{гр}}(t)/U_{\text{гр max}}$, где $0 \leq X \leq 1$. Величина $U_{\text{гр max}}$ обычно определяется возможностями источника сообщения или ограничителем в индивидуальном тракте. В линейном усилителе значению $U_{\text{гр max}}$ обычно соответствует верхняя точка линейного участка амплитудной характеристики. Для речевых сигналов в качестве $U_{\text{гр max}}$ обычно принимают такое значение амплитуды, вероятность превышения которого составляет $P(U_{\text{гр}} > U_{\text{гр max}}) = (1 \dots 2) \cdot 10^{-2}$. Эту величину иногда называют *вероятностью перемодуляции* $p_{\text{п}}$. Время $t_{\text{п}}$, в течение которого возникает перемодуляция (ограничение), назовем *временем перемодуляции*, а отношение суммарного времени перемодуляции за интервал времени T к этому интервалу $\Sigma t_{\text{п}}/T$ — *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:

для многоканальных телеграфных сигналов и многих комбинируемых сигналов — рэлеевское распределение

$$W(X) = (X/\sigma^2)\exp(-X^2/2\sigma^2); \quad (7.13)$$

для двух-четырёхканальных речевых сигналов и радиовещательных сигналов — усеченное нормальное распределение

$$W(X) = (2/\sigma\sqrt{2\pi})\exp(-X^2/2\sigma^2); \quad (7.14)$$

для одноканальных речевых сигналов — экспоненциальное распределение

$$W(X) = (1/\sigma)\exp(-X/\sigma). \quad (7.15)$$

Графики функций $W(X)$ при $\sigma = 0,3$ приведены на рис. 7.19 и обозначены 1, 2, 3 соответственно для выражений (7.13) — (7.15). Можно видеть, что для всех трех распределений значения плотности распределения вероятностей $W(X)$ для амплитуд, больших 0,6...0,7, малы и быстро уменьшаются по мере увеличения X .

Параметры σ этих распределений однозначно связаны со средней мощностью группового сигнала на выходе усилителя.

е7е

эти параметры оказываются переменными. Нагрев анода, первой или второй сеток в лампах вследствие тепловой инерции и из-за кратковременности пиковых значений $U_{c\max}$ определяется средними значениями мощностей рассеяния $P_{ан\text{ ср}}$. В этом случае допустимость режима следует проверять по условию $P_{ан\text{ ср}} \leq P_{ан\text{ доп}}$, где $P_{ан\text{ ср}} = P_{0\max} \bar{X} - P_{1\max} \bar{X}^2$, а значения \bar{X} и \bar{X}^2 можно взять из табл. 7.1.

При усилении телефонных или многоканальных телеграфных сигналов средняя потребляемая от источника анодного питания мощность $P_{0\text{ ср}}$ заметно меньше максимальной $P_{0\max}$: $P_{0\text{ ср}} = P_{0\max} \bar{Y}(\sigma) < P_{0\max}$. При проектировании современных передатчиков этот факт используется для снижения массы и стоимости источников питания. Поскольку режимы телефонии и многоканальной телеграфии для передатчиков с ОМ считаются, как правило, основными, то максимальную мощность передатчика $P_{1\max}$ можно устанавливать по этим видам работы. Мощность при одноканальной телеграфии (ЧМ, АТ, ФТ) целесообразно устанавливать в 1,5...3 раза меньше. Значение $P_{1\max}$ следует выбирать по рекомендациям завода-изготовителя ламп. В некоторых случаях, особенно при повышении коэффициента использования ламп ($v_n = P_{1\max}/P_{1\text{ ном}} \rightarrow 1$), в цепи первой сетки при режиме, близком к максимальному может возникнуть ток и сопротивление промежутка лампы сетка — катод $R_{c\min} = U_{c\max}/I_{c1\max}$ резко снизится.

В этом случае для уменьшения нелинейных искажений усилителя используют один из следующих способов.

1. Включают балластное сопротивление $R_6 < R_{c\min}$ (рис. 7.36) и с учетом его увеличивают мощность предыдущего каскада [14].

2. Схему связи предварительного усилителя с оконечным строят так, чтобы при трансформации внутреннего сопротивления R_i лампы предварительного усилителя к промежутку сетка — катод лампы выходного усилителя R'_i выполнялось условие $R'_i < R_{c\min}$. Один из вариантов схемы связи приведен на рис. 7.36. Здесь контур $L_1 C_1 C_2$ осуществляет фильтрацию и трансформацию напряжений и сопротивлений соответственно: переменная индуктивность $L_{св}$ позволяет регулировать напряжение U_c , а контур $L_2 C_3$ с большой емкостью C_3 , включающей и входную емкость лампы $C_{cк}$, вследствие необходимого низкого значения резонансного

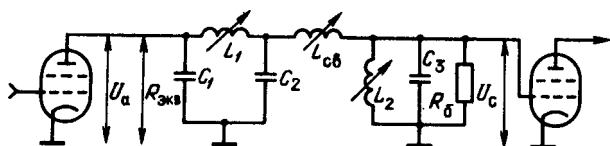


Рис. 7.36. Схема межкаскадной связи в ОМ передатчике

в 3...5 раз полезную мощность и до 2 раз средний КПД по анодной цепи без превышения теплового режима ламп по сравнению с УМК без АРР.

Этот метод может быть реализован в классическом передатчике с ОМ, а также в передатчике для сигнала боковой комплекса с РУСС в том виде, который изложен в примере 1. В этом случае в УУ выделяется огибающая $A(t)$ напряжения возбуждения усилителя (рис. 7.41,а), вычисляется ее относительное значение $X(t)$, которое в качестве управляюще-

го сигнала

Служит основой для формирования сигнала в выходной цепи

и в соответственно. Качество угловой модуляции характеризуется еще уровнями шума, фона и динамическим диапазоном сигнала.

При определении практической ширины полосы частот (Π), занимаемой сигналом с угловой модуляцией, учитываются составляющие спектра с амплитудами не менее 1 % амплитуды немодулированного сигнала, при этом полоса определяется приближенным соотношением $\Pi \approx 2F_m(m + \sqrt{m} + 1)$.

Поскольку при ЧМ индекс модуляции $m = \Delta f / F_m$ убывает с ростом F_m , к тому же составляющие спектров реальных модулирующих сигналов максимальны в области частот 0,7...1,5 кГц и с ростом F_m убывают [10], на верхних модулирующих частотах ухудшается соотношение сигнал-шум принимаемого сигнала, что ведет к снижению качества в вещании или помехоустойчивости (разборчивости речи) в связи. Для устранения этого недостатка обычно применяют предварительную коррекцию (частотные предыскажения) модулирующего сигнала таким образом, чтобы с возрастанием F_m пропорционально возрастала амплитуда (или, как называют, *коррекция 6 дБ на октаву*). При такой коррекции ЧМ передатчик по существу излучает ФМ сигнал, и если в приемнике осуществляется частотное детектирование, то после него производится обратная коррекция.

Реальные модулирующие сигналы являются случайными процессами, которые с некоторым допущением можно считать стационарными, т. е. процессами, статистические параметры которых можно определить за конечное время T . Основным интерес представляют такие параметры, как максимальное, среднее и среднеквадратическое значения, энергетический спектр и дисперсия.

Среднее значение случайной величины $u(t)$ за время наблюдения T

$$U_0 = \frac{1}{T} \int_0^T u(t) dt .$$

Для телефонного речевого и звукового радиовещательного сигналов $U_0 = 0$. Действующее значение сигнала определяется средней мощностью за время T :

$$U_{\text{действ}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u(t)^2 dt} .$$

Спектральная плотность $S(\Omega)$ сигнала $u(t)$ есть средняя (по времени) мощность в полосе частот 1 Гц. Дисперсия сигнала $u(t)$ со средним значением U_0

$$\sigma_u^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [u(t) - U_0]^2 dt .$$

и обеспечивается сдвиг фазы $U_{БЭ}$ примерно 90° по отношению к $U_{КЭ}$. Меняя токи, напряжения и усиление активного прибора, можно легко создавать искусственные управляемые реактивности различных значений, разных знаков и с большими коэффициентами перекрытия (управления). Реактивный транзистор, используемый в возбuditеле ЧМ передатчика [42], обеспечивает значительно большую девиацию частоты и меньшие искажения, чем варикап.

Широкополосная ЧМ может быть реализована в автогенераторе на транзисторе в схемах с запаздывающей обратной связью [40, 62] с помощью управления временем задержки (или фазовым углом) в цепи обратной связи (см. гл. 4). При этом усилительная часть автогенератора

Исч. 11
 яРсч ейлнпдаем двсбс сс
 н

формы видеосигнала в приемнике и четкость мелких деталей на экране телевизора. Они обеспечивают также высокое качество передачи сигналов цветности.

Характеристики $\varphi(\omega)$ и $\tau_{гр}(\omega)$ довольно сложно измерять, да и результаты таких измерений неявно характеризуют искажения телевизионных изображений. Практически для оценки линейных искажений пользуются специальными испытательными сигналами (синус-квадратичным импульсом, прямоугольными импульсами различной длительности и др.), по искажениям формы которых и судят о степени соответствия характеристик передатчика требуемым, и в случае надобности производят регулировки, коррекции и т. п. [19]. Искажения плоской вершины прямоугольных импульсов из-за выбросов, колебательных процессов, перекоса и т. д. не должны превышать $\pm(2...12)\%$, а длительность фронтов и спадов $0,125$ мкс [19, 86].

Жесткие требования предъявляются к линейности амплитудной характеристики $U_{вых}(U_{вх})$ на участке от уровня белого до черного. В черно-белом телевидении нелинейность $U_{вых}(U_{вх})$ приводит к нарушению градаций яркости, в цветном — к нарушению правильности цветопередачи. Количественно амплитудные нелинейные искажения оценивают дифференциальным коэффициентом перед $U_{вх}$ и $U_{вых}$

чение фазы, например, при амплитуде сигнала на уровне гашения. Паразитная фазовая модуляция на частоте несущей канала изображения должна быть не более $\pm(4...5)^\circ$ во всем интервале изменений сигнала по амплитуде от уровня белого до синхрои импульса. Для хорошей цветопередачи необходимо, чтобы ϕ_d для $\omega_{\text{сигн}}$ и $\omega_{\text{синх}}$ было равно нулю.

Свои ал о х н оис Ф н н и в о о х) в н й ч о в

УМК в общем случае сопротивление нагрузки оказывается комплексным. Допустимые отклонения $\Delta Z_{\text{экв шир}}$ от $R_{\text{экв шир}}$ находятся в пределах круга КБВ_{вх} на рис. 3.15, где значение КБВ_{вх} однозначно связано с неравномерностью АЧХ в полосе пропускания (см. рис. 3.17). Появление как резистивного $\pm \Delta R_{\text{экв шир}}$, так и реактивного $\pm \Delta X_{\text{экв шир}}$ рассогласования заставляет делать режим еще более недонапряженным (при $Z_{\text{экв}} = R_{\text{экв шир}}$), что ведет к дополнительному снижению КПД анодной цепи.

Таким образом, в широкополосных УМК тетроды обеспечивают весьма низкие энергетические характеристики. Снижается не только колебательная мощность (примерно в 2 раза), но и средний КПД (до 25 %).

В широкополосных УМК ТВ передатчиков стремятся применять тетроды, обладающие высокой крутизной ($S = 30 \dots 100$ мА/В) и повышенным отношением $S/C_{\text{вых}}$, имеющие значительный запас по току эмиссии и поэтому способные эффективно работать при пониженных $R_{\text{экв}}$. Для диапазонов I — III наиболее подходящими являются тетроды ГУ-33Б, ГУ-34Б, ГУ-35Б, ГУ-36Б, ГУ-73Б, ГУ-74Б, ГУ-92Б, ГУ-93Б, а для диапазонов IV — V — ГС-15Б, ГС-17Б, ГС-23Б. Все электроды этих ламп имеют кольцевые концентрически расположенные выводы, что обеспечивает удобную стыковку (соединение) с коаксиальными резонаторами.

В УМК передатчиков диапазонов I — III 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 диапазонах IV, V для обеспечения устойчивого усиления используется схема с заземленными по ВЧ первой и второй сетками. При этом $K_p \approx 10$.

Остановимся на конструктивных особенностях тетродных УМК. Усилители мощности выполняются по однотактным схемам с использованием в качестве колебательных систем на входе и выходе отрезков коаксиальных линий (см. § 3.3). На частотах ниже 100 МГц во входных цепях УМ иногда применяются отрезки экранированных симметричных двухпроводных линий, более простых, чем коаксиальные. 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, устройства настройки и регулировки [19].

Генераторные блоки представляют собой достаточно унифицированные узлы, используемые в передатчиках сигналов изображения и звука. Например, в состав только выходных каскадов РПС (см. рис. 9.4) входят до шести одинаковых генераторных блоков: каждый из двух полуккомплектов содержит по два блока в выходном каскаде передатчи-

работе по 20 ч в течение 100, 75 и 50 суток для передатчиков мощностью 1...2, 4...25 и 40...50 кВт соответственно [86].

Для контроля и измерения основных параметров и характеристик ТВ РПС требуется целый комплекс специальных измерительных приборов. Непосредственно в передатчиках обычно имеются приборы, измеряющие токи и напряжения в основных энергетически важных цепях, уровни мощности на выходе передатчика и в балластных сопротивлениях мостов сложения, КСВ (КБВ) в фидере, фазовые сдвиги в системах сложения мощностей блоков и полуккомплектов и др.

Во всех передатчиках для визуального контроля изображения имеются видеомониторы, с помощью которых можно наблюдать изображения в любой точке тракта — от низкочастотного входа передатчика до выхода на антенный фидер. Кроме того, в состав аппаратуры входит серийный телевизионный приемник цветного изображения. Комплект специальных приборов состоит из: измерителя частотных характеристик; ТВ осциллографа с системой синхронизации, выделяющей отдельные строки; генераторов ТВ испытательных сигналов с устройством введения и формирования испытательных строк; измерительного ТВ демодулятора; частотных фильтров с особыми характеристиками; анализатора боковых полос; селективного вольтметра; калориметрического измерителя мощности; измерителя параметров УКВ ЧМ передатчиков [19, 64, 69].

Все шире внедряется поблочный контроль неисправностей, контроль параметров ТВ передатчиков (и других звеньев тракта изображения) непосредственно в процессе передачи программы вещания, основанный на введении основных испытательных сигналов в несколько строк с номерами 16 — 21 и 329 — 334, расположенных в конце кадровых гасящих импульсов. Испытательные строки остаются за кадром и незаметны телезрителям. Это позволяет легко автоматизировать измерения и вести постоянный допусковый контроль за основными параметрами и характеристиками ТВ передатчика. Кроме того, исправный передатчик может служить источником испытательных сигналов для настройки и регулировки огромного числа приемных телевизионных устройств (при наличии несложной аппаратуры выделения этих сигналов).

Возбудители, выполняемые полностью на полупроводниковых приборах, могут иметь 100 %-ное пассивное резервирование и, главное, быть унифицированными для всех передатчиков, что резко повышает их надежность. Если РПС работает на нескольких ТВ каналах, то число резервных возбудителей может быть существенно меньше. В свою очередь, от каскадов усиления мощности, являющихся наиболее энергоемкими и наименее надежными устройствами, требуется только обеспечивать усиление ВЧ колебаний до заданного уровня с минимальными (допустимыми) искажениями. При этом функции формирования заданных АЧХ, ФЧХ и т. д. снимаются полностью либо в значительной

- разработка и выпуск ТВ передатчиков и ретрансляторов более широкой градации мощностей: 1, 2, 10, 100 Вт; 1, 2, 5, 20...25, 40...50 кВт;
- интенсивное освоение диапазона дециметровых волн;
- повышение степени унификации оборудования при расширении градации мощностей и диапазонов частот;
- улучшение параметров и характеристик передатчиков с целью повышения качества ТВ вещания во всех диапазонах;
- применение микропроцессоров и вычислительной техники;
- улучшение массогабаритных и энергетических показателей ТВ РПС;
- переход к воздушному охлаждению, в том числе с помощью тепловых труб в передатчиках мощностью от 1 кВт.

Помимо разработки новых ТВ передатчиков ведется интенсивная модернизация существующего парка ТВ РПС. Решению многих из перечисленных задач способствует не только максимальная «транзисторизация» основных блоков ТВ передатчиков, но и замена мощных тетродов и клистронов более совершенными вакуумными приборами (см. § 9.8), переход к совместному усилению сигналов изображения и звука, разработка более совершенных методов модуляции, коррекции различных искажений и улучшение схем практической реализации.

Кроме установки новых и модернизации существующих телевизионных РПС и ретрансляторов, работающих от сигналов телевизионных РПС или РРЛ, идет интенсивное развитие сети ТВ вещания, как кабельного, так и за счет подачи программ в отдаленные районы через ретрансляторы, устанавливаемые на борту искусственных спутников Земли. Использование ИСЗ на геостационарной орбите, увеличение их числа позволяют резко повысить число (до нескольких десятков) передаваемых ТВ программ.

Программы ТВ вещания (сигналы изображения и звукового сопровождения) передаются с центральных наземных станций на ИСЗ в диапазоне 6 ГГц с частотной модуляцией. Ретранслятор ИСЗ принимает эти сигналы, усиливает и преобразует их в другой частотный канал (в диапазоне 4 ГГц в системе «Орбита» и 715 МГц в системе «Экран»), усиливает до необходимой мощности и излучает на обслуживаемую территорию. При этом сохраняется частотная модуляция. В наземных приемных пунктах сигналы от ИСЗ преобразуются в сигналы одного или нескольких стандартных каналов ТВ вещания, чаще всего диапазонов I — III. При этом в канале изображения исходный ЧМ сигнал преобразуется в сигнал с АМ с необходимыми характеристиками (см. § 9.2). Сформированные в соответствии со стандартом ТВ вещания сигналы изображения и звука усиливаются до необходимого уровня и передаются в эфир либо поступают по кабельной сети и принимаются телезрителями на стандартные бытовые телевизоры. Использование как обычных коаксиальных, так и волоконно-оптических кабелей по-

числом каналов дает табл. 10.3 [8]. Как видно из таблицы, девиация частоты достигает значения $\Delta f_{\text{пик}} \approx 4$ МГц, а необходимая ширина полосы пропускания $\Pi = \Delta f_{\text{чМ}} \approx 35$ МГц.

Т а б л и ц а 10.3

Параметр	Значение п ам а при числе тел онных к налов			
	60	300	600	1920
Полоса модулирующих частот $F \dots F$, кГц	60...300	60...1364	60...2792	300...8524
Эффективная девиация частоты на один канал $\Delta f_{\text{к}}$, кГц	100	200	200	140
Эффективная девиация частоты передатчика $\Delta f_{\text{эф}}$, кГц	—	870	1230	1540
Пиковая девиация частоты передатчика Δf , кГц	—	2240	4000	3970
Эффективный индекс модуляции $m = \Delta f / F$	—	0,465	0,34	0,13
Минимальная ширина полосы пропускания тракта	$7F_{\text{в}}$	$5,8F_{\text{в}}$	$5,1F_{\text{в}}$	$4F_{\text{в}}$
$\Delta f_{\text{чМ}} = 2F_{\text{в}}(1 + m_{\text{эф}} + \sqrt{m_{\text{эф}}})$, кГц	2100	7900	14250	34200

При передаче сигналов телевидения ($F_{\text{в}} = 6$ МГц) применяется девиация частоты $\Delta f_{\text{тв}} = 4$ МГц и необходимая полоса частот для ЧМ колебания составляет $\Pi_{\text{чМ тв}} \approx 2(F_{\text{в}} + \Delta f_{\text{тв}}) = 2(6 + 4) = 20$ МГц. Получить такие значения девиации частоты при высокой линейности непосредственно на поднесущей частоте ($f_{\text{подн}} = 35; 70; 140$ МГц) трудно.

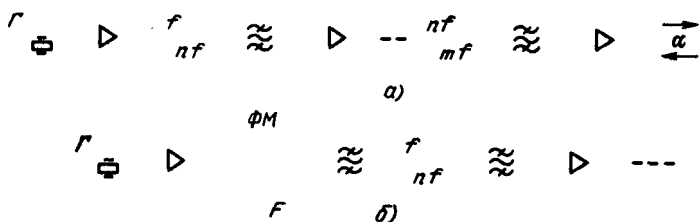


Рис. 10.9. Структурные схемы тракта умножения частоты передатчика:
a — простейший вариант; *b* — с дополнительным фазовым модулятором

Поскольку полосы несущих частот, в которых работают передатчики РРЛ и др., узкие (см. табл. 10.1), фильтрующие цепи умножителей частоты целесообразно строить в виде непереключаемых полосовых (полосно-пропускающих) фильтров (см. § 3.3). Это резко повышает технологичность настройки станций при монтаже и облегчает обслуживание.

На повышенных частотах, например при $f > 0,5 \dots 1$ ГГц, при построении каскадов тракта умножения частоты широко используется микрополосковая технология. В случае, когда длина соединительных линий между каскадами оказывается $l > 0,1\lambda$ для защиты от отраженных волн необходимо применять ферритовые вентили или циркуляторы (Рис. 10.10).

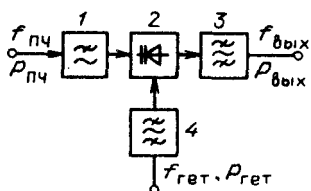


Рис. 10.12. Функциональная схема преобразователя частоты проходного типа

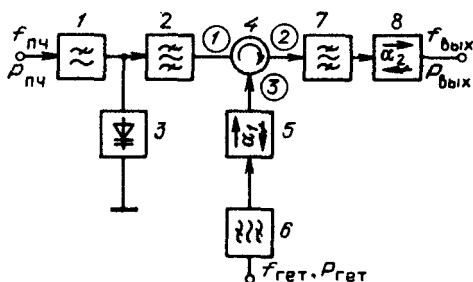


Рис. 10.13. Функциональная схема преобразователя частоты отражающего типа

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.

Достоинством рассмотренного преобразователя является простота конструкции, недостатком — наличие сильной связи между фильтрами 4 и 3, поскольку их рабочие частоты близки. Эта связь усложняет настройку фильтров, в частности такую, при которой амплитудно-частотная характеристика преобразователя имеет малую неравномерность в заданной широкой полосе частот.

Структурная схема преобразователя отражающего типа представлена на рис. 10.13. Сигнал гетеродина через узкополосный фильтр 6 и ферритовый вентиль 5 поступает в плечо 3 ферритового циркулятора 4. 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 неблагоприятно повлиять на его работу.

С вывода 1 циркулятора через фильтр 2 сигнал гетеродина поступает на варикап 3. Одновременно через фильтр 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 (выводы) циркулятора 1 — 2, фильтр 7, вентиль 8 и поступает на выход

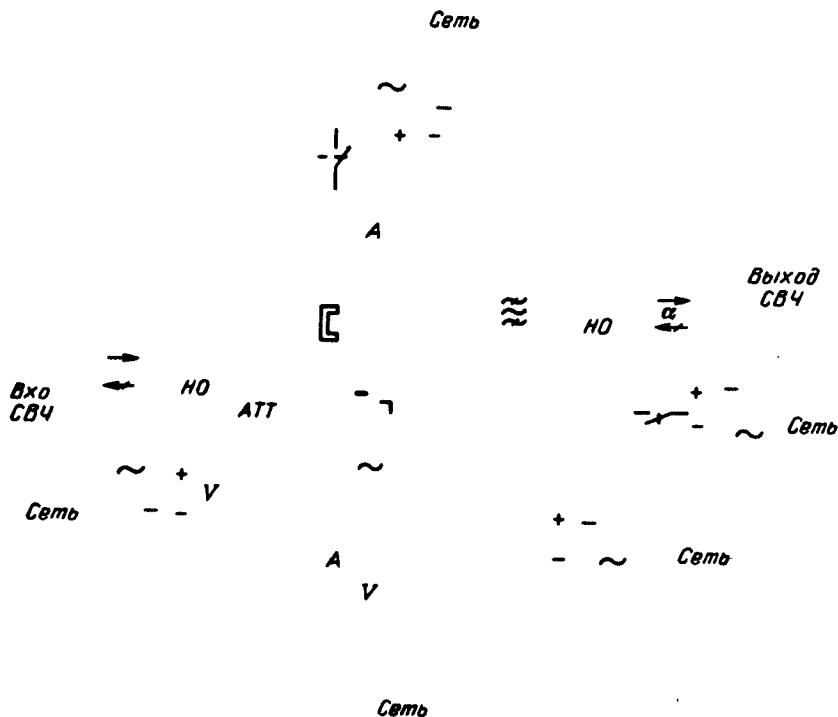


Рис. 10.15. Принципиальная схема генератора с внешним возбуждением на лампе бегущей волны

вило, полоса пропускания мощных «широкополосных» клистронов менее 1...2% средней частоты. Расширение полосы пропускания в 1,5...2 раза путем расстройки относительно средней частоты промежуточных резонаторов приводит к существенному (на 10...20 дБ) снижению K_p и заметному (на 5...10%) снижению КПД.

Многорезонаторные клистроны выпускаются на широкий диапазон мощностей. Применительно к тропосферным и наземным спутниковым передатчикам используются мощности 1...10 кВт (в уникальных случаях до 100 кВт). У большинства МРК коэффициент полезного действия

$\eta = 35...45\%$, т. е. несколько больше, чем у ЛБВ-а, кв. Ралл в кож. [и др.]
 ь слтшь о. н4) ещ, т е т мь с Вх. е т м ж і
 нх) фото нх, і мч о сал. трг мн о м ш . о ч ч. о ь ем хд
) слт о. е. у тр т е нх з р м т о у т. щ ф і ж м а н < --- ы в ч . ч о
 х н) е. н , м о о о р е ж и в о л і > м м а) м х и (<+) о і м м і м м в v

датчика. Срок службы МРК составляет 5...10 тыс.ч. и более; в этом отношении клистроны несколько уступают ЛБВ и значительно — транзисторам.

Современные клистроны для передатчиков тропосферной связи и земных передатчиков спутниковой 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 квалифицированному персоналу. По указанным соображениям в последнее время клистроны некоторых типов выпускаются в литерном исполнении [26]. Каждый литер настраивается на заводе на собственную фиксированную частоту, и в процессе эксплуатации эта настройка сохраняется неизменной. Эксплуатация передатчиков с перестраиваемыми клистронами, имеющими стабильную настройку значительно упрощается.

Фокусировка электронного луча в большинстве современных клистронов электромагнитная, производится с помощью соленоида. Соленоид, особенно для клистронов, работающих на частотах $f = 1000$ МГц, имеет большие габаритные размеры, массу и потребляет значительную мощность. В последнее время в некоторых клистропах находят применение фокусировка периодической системой постоянных магнитов. Применение этой фокусировки позволяет снизить массу передатчика и потребляемую им мощность.

В мощных клистропах для отвода тепла в основном применяется комбинированное жидкостное и воздушное охлаждение. В качестве жидкости используют дистиллированную воду, а при низких температурах — антифриз. В некоторых клистропах последних разработок встречается только принудительное воздушное охлаждение.

Параметры некоторых отечественных клистронов даны в табл. 10.6 [13, 26]. Работа клистропа 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 клистропа или уменьшению КПД, увеличению габаритных размеров, массы и стоимости передатчика.

Характеристики усилительных клистронов. Анодные характеристики (рис.10.16,а) представляют собой зависимости вида $P_{\text{вых}} = f_1(E_a)$ и $\varphi = f_2(E_a)$. При напряжении, близком или равном номинальному, характеристика $P_{\text{вых}} = f_1(E_a)$ близка к прямой, проходящей через начало координат, а характеристика $\varphi = f_2(E_a)$ имеет крутизну 6...12° на 1% изменения E_a . Из этих характеристик следует, что при питании клис-

Глава 11. Надежность радиопередатчиков

11.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Проблема надежности радиоэлектронной аппаратуры и в том числе радиопередатчиков, 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 экономической эффективности технических систем. Все чаще передатчиком (радиостанцией) управляет сам абонент — не специалист связи.

В некоторых случаях выход передатчика из строя крайне нежелателен (например, передатчиков телевизионного или звукового радиовещания, особенно при передаче важных сообщений), а иногда недопустим из-за тяжелых и даже катастрофических последствий (передатчики спутников или навигационных и взлетно-посадочных систем самолетов, аварийные радиостанции воздушных и морских судов, передающие буи спутниковой системы определения местоположения судов, самолетов, потерпевших аварию, КОСПАС-САРСАТ и др.). В других случаях недостаточная надежность или сложность эксплуатации радиотехнических средств приводит к экономической нецелесообразности их использования (например, РРЛ с большим числом ретрансляций при низкой надежности аппаратуры экономически нецелесообразна).

Надежность любого технического устройства, в том числе и радиопередатчика, определяется качеством его разработки, обеспечивается в процессе изготовления и поддерживается во время эксплуатации.

Радиопередатчики являются сложными техническими комплексами, в состав которых входят радиоэлектронное и электросиловое оборудование, электромеханические и механические устройства и др. Число элементов в современном передатчике достигает $10^3 \dots 10^5$ единиц; наблюдается устойчивая тенденция постепенного усложнения передатчиков вследствие перехода на более сложные виды модуляции (однополосную, широкополосную, импульсно-кодированную), ужесточения технических требований, автоматизации и др. Нормальное функционирование РП зависит от многих факторов, влияние которых на их параметры и характеристики установить в виде определенных функци-

Изучаемые в теории надежности процессы подчиняются пуассоновскому закону распределения и описываются экспоненциальной зависимостью. При экспоненциальном законе в период нормальной работы интенсивность отказов постоянная: $\lambda(t) \approx \lambda_0$, поэтому

$$p(t) = \exp(-\lambda_0 t). \quad (11.4)$$

Надежность невозстановливаемых изделий оценивается также *средним временем безотказной работы* T , определяемым испытаниями N_0 изделий до отказа каждого и усреднением:

$$T \approx \frac{1}{N_0} \sum_{i=1}^{N_0} t_i, \quad (11.5)$$

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 условии (11.4) оказывается, что

$$T = 1/\lambda_0. \quad (11.5b)$$

Восстановливаемые изделия характеризуют *наработкой на отказ* T_0 , которая, по существу, близка к T , но означает среднее время нормальной работы между соседними отказами и параметром потока отказов λ_0 , причем аналогично (11.5b) справедливо равенство

$$T_0 = 1/\lambda_0. \quad (11.6)$$

Показатели $p(t)$, $\lambda(t)$, T , λ_0 , T_0 характеризуют безотказность как одно из свойств надежности. Ремонтпригодность характеризуют *вероятностью восстановления* $p_v(t)$ в течение заданного времени t и *средним временем восстановления* T_v , которое 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 $\mathcal{E}_1, \mathcal{E}_2, \dots, \mathcal{E}_m$ отказ каждого из которых приводит к полному отказу в работе передатчика в целом. Эти элементы включаются в схему расчета надежности последовательно (рис. 11.2), другие же элементы в первом приближении не учитываются. Из рис. 11.2 следует, что вероятность безотказной работы передатчика (или отдельно рассматриваемого его блока)

ОВЧ ЧМ вещания $T_0 \geq 2500$ ч на одну программу. Среднее время восстановления $T_B \leq 45$ мин.

Передатчики магистральной связи мощностью 1...100 кВт должны обеспечивать $T_0 \approx 2000...3000$ ч, а полностью полупроводниковые $T_0 \approx 3500$ ч при времени восстановления $T_B \leq 30$ мин.

Радиостанции сухопутной подвижной службы для различных групп условий эксплуатации должны обеспечивать $T_0 = 500...3000$ ч для аппаратуры на дискретных полупроводниковых приборах и до 6000 ч для аппаратуры с максимальным использованием микросхем и микросборок [92]. Существенно возросли требования к надежности и стабильности параметров телевизионных передатчиков [86]. Так, время их наработки на отказ составляет $T_0 \approx 1000...2000$ ч (последняя — норма для передатчиков с резервированием), а коэффициент готовности этих передатчиков $K_r \geq 99,8\%$, т. е. время восстановления работоспособности $T_B = T_0(1 - K_r) = 2...4$ ч. При этом ТВ передатчики должны сохранять основные параметры в заданных пределах без подстроек и регулировок в течение 100 суток при мощности 1...2 кВт, 75 суток при мощности 4...25 кВт и 50 суток при мощности 40...50 кВт при работе до 20 ч в сутки.

Опыт эксплуатации и ремонта аппаратуры показывает, что установленное, например, нормативной документацией среднее время ремонта T_p для современной радиоэлектронной аппаратуры, в том числе и передатчиков, выполняемых по блочно-модульному принципу со значительной степенью интеграции (применение функциональных узлов и интегральных схем), распределяется [50] следующим образом: определе- ние места неисправности 55...60 %, отыскание неисправности 25 %, замена или ремонт элементов 10 %. Среднее время восстановления T_B превышает T_p на издержки времени административно-организационного порядка — прибытие на место ремонтного персонала, доставка необходимых запасных частей и т.п. Поэтому следует уделять самое серьезное внимание разработке и широкому внедрению развитых систем контроля и диагностики состояния аппаратуры, которые позволят значительно сократить время ремонта и восстановления работоспособного состояния.

11.3. ВЛИЯНИЕ РАЗЛИЧНЫХ ФАКТОРОВ НА НАДЕЖНОСТЬ

На рис. 11.3 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. Значит олпллз ≤ 0.

ти о л с я т о с. I о т о п о м с а з е т о я н
н д р у с а ш в e a o i n b a t i o n o p p z a c k o

В каждом отдельном блоке также следует выделить те элементы, отказ которых приводит к отказу блока, тогда для анализа надежности сложной системы (блока) будет приемлема последовательная схема надежности (см. рис. 11.2).

Параметры потока отказов передатчика $\lambda_{\text{пер}}$ или отдельного его блока $\lambda_{\text{бл } i}$ определяются по соотношению (11.9) через интенсивности отказов отдельных элементов $\lambda_{\Sigma i}$. 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 (11.2), (11.13)]. Нарботка на отказ передатчика $T_{\text{о опер}}$ или его отдельного блока $T_{\text{о бл}}$ определяется по (11.9).

Разделение передатчика на блоки позволяет отдельно определить показатели надежности каждого блока и на этапе разработки выявить наиболее слабые в отношении надежности блоки передатчика. Это дает возможность принять соответствующие меры, чтобы показатели надежности отдельных блоков не были существенно различными. Более подробно вопросы расчета надежности передатчиков рассмотрены в [48].

Анализ причин отказов эксплуатируемых РП позволяет выявить наиболее слабые в отношении надежности блоки и узлы передатчика и на основе этого выбрать правильные направления повышения надежности при модернизации существующих и разработке новых передатчиков. В табл. 11.1 приведены проценты отказов отдельных блоков и систем некоторых мощных связных и вещательных передатчиков, а также усредненные значения их наработки на отказ. Большинство эксплуатируемых в настоящее время передатчиков обеспечивает наработку на отказ $T_{\text{о}} = 200 \dots 500$ ч, а лучшие образцы — до 2000 ч. Подобные результаты не удовлетворяют современным требованиям к надежности, а в ближайшем будущем передатчики должны обеспечивать наработку на отказ до 10 000 ч [55]. Такое повышение почти на порядок надежности передатчиков представляет сложную научно-техническую проблему.

Наиболее достоверные показатели надежности могут быть получены по статистическим данным об отказах и неисправностях при эксплуатации или специальных испытаниях на надежность. Степень достоверности получаемых результатов возрастает с увеличением числа испытываемых экземпляров и продолжительности времени эксплуатации или испытаний.

В ряде случаев число производимых радиопередатчиков весьма ограничено, а иногда они 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

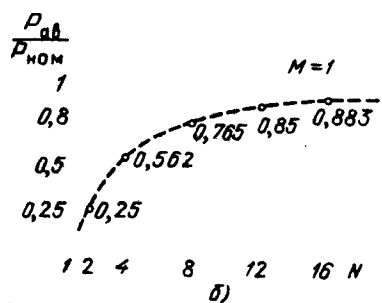
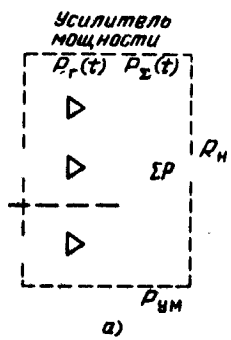


Рис. 11.5. Блочно-модульное построение усилителя мощности

мещения. Управление работой передатчиков должно производиться дистанционно. Повышению живучести радиопередающих средств способствуют и организационные мероприятия: разработка четких должностных инструкций для персонала применительно к конкретному объекту, формирование специальных подразделений для преодоления чрезвычайных ситуаций (ЧС) и ремонтно-восстановительных служб.

Радиосвязь является важнейшим, а в некоторых случаях и единственным средством связи в ЧС, способным обеспечить непрерывное и гибкое управление действиями сил служб ЧС в самой сложной обстановке, а также средством оповещения населения. Для этих целей могут использо-

звать

звать яРшсЛДМТ

с Дста я ло сутмнаят ястич йиЩея н-ти,вин²тино на остов и