

Генерирование колебаний и формирование радиосигналов

**УДК 621.396.61.(075)**

**ББК 32.811.7**

**Г 34**

Рецензент: профессор **А.А. Соловьев** (Санкт-Петербургский государственный  
электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина))

**Генерирование** колебаний и формирование радиосигналов :  
Г 34 учеб. пособие / В.Н. Кулешов, Н.Н. Удалов, В.М. Богачев и др.;  
под ред. В.Н. Кулешова и Н.Н. Удалова. — М.: Издательский дом  
МЭИ, 2008. — 416 с: ил.

**ISBN 978-5-383-00224-7**

Изложены принципы действия, методы расчета и оптимизации режимов современных устройств генерирования и формирования радиосигналов, в которых применяются различные активные элементы. Рассмотрены способы управления колебаниями для формирования радиосигнала с заданными параметрами.

Для студентов, обучающихся по направлению «Радиотехника».

**УДК 621.396.61 (075)**

**ББК 32.811.7**

**ISBN 978-5-383-00224-7**  
2008

.© В.Н. Кулешов, Н.Н. Удалов, В.М. Богачев и др., 2008  
© ЗАО «Издательский дом МЭИ»

<b>Список основных сокращений.....</b>	8
<b>Предисловие.....</b>	9
<b>Введение.....</b>	11
<b>Часть первая .....</b>	13
<b>Глава первая. Структурные схемы и параметры передатчиков различного назначения.....</b>	13
1.1. Классификация передатчиков.....	13
1.2. Требования к выходным сигналам и параметрам передатчик.....	15
1.3. Структурные схемы передатчиков.....	17
1.4. Структурные схемы основных функциональных узлов и общие сведения о них.....	18
Контрольные вопросы и задания.....	22
<b>Глава вторая. Параметры и характеристики активных элементов. Гармонический анализ токов и напряжений.....</b>	24
2.1. Статические характеристики активных элементов и их аппроксимация.....	24
2.2. Классификация режимов активных элементов в усилителях мощности.....	28
2.3. Гармонический анализ косинусоидальных импульсов.....	34
2.4. Другие формы импульсов тока и их гармонический анализ.....	37
2.5. Нелинейная модель биполярного транзистора и аппроксимация ее характеристик.....	38
2.6. Формы токов биполярного транзистора с учетом его инерционности при возбуждении от источника напряжения.....	43
2.7. Гармонический анализ токов. Расчет параметров транзистора в режиме большого сигнала.....	47
2.8. Гармонический анализ токов и напряжений в биполярном транзисторе при возбуждении от источника тока.....	52
Контрольные вопросы и задания.....	55
<b>Глава третья. Узкополосные усилители мощности с одним активным элементом.....</b>	57
3.1. Задачи проектирования и реализации усилителей мощности.....	57
3.2. Выбор режима активного элемента в усилителе мощности.....	58
3.3. Выбор активного элемента для усилителя мощности.....	60
3.4. Выбор угла отсечки.....	64
3.5. Расчет усилителя в критическом режиме на заданную мощность в нагрузке.....	66
3.6. Нагрузочные характеристики усилителя мощности.....	67
3.7 Влияние амплитуды напряжения возбуждения, питающих напряжений и температуры на режим усилителя мощности.....	71
3.8. Простые цепи согласования в усилителях мощности.....	76
3.9. Оценка фильтрации высших гармоник.....	85
3.10. Учет потерь в простых цепях согласования и общий КПД коллекторной цепи.....	89

3.11. Принципиальные схемы усилителей мощности.....	92
Контрольные вопросы и задания.....	100
<b>Глава четвертая. Амплитудная модуляция.....</b>	102
4.1. Общие соотношения при амплитудной модуляции .....	102
4.2. Модуляция смещением.....	105
4.3. Усиление модулированных колебаний.....	109
4.4. Коллекторная модуляция.....	111
4.5. Комбинированная коллекторная модуляция.....	116
4.6. Расчет усилителя мощности при коллекторной и комбинированной модуляции.....	119
4.7. Схемы выходных каскадов при коллекторной и комбинированной модуляции.....	120
Контрольные вопросы и задания.....	122
<b>Глава пятая. Сложение мощностей активных элементов.....</b>	124
5.1. Общие сведения.....	124
5.2. Параллельное включение активных элементов.....	124
5.3. Двухтактное включение активных элементов.....	128
5.4. Мостовое включение активных элементов.....	131
Контрольные вопросы и задания.....	135
<b>Глава шестая. Ключевые усилители мощности.....</b>	136
6.1. Общие сведения о ключевых усилителях мощности.....	136
6.2. Двухтактный КУМ с переключением напряжения на биполярных транзисторах.....	139
6.3. Порядок расчета двухтактного КУМ.....	143
6.4. Однотактные КУМ.....	149
6.5. Расчет режима транзистора в однотактном КУМ.....	152
Контрольные вопросы и задания.....	155
<b>Глава седьмая. Автогенераторы.....</b>	156
7.1. Общие сведения.....	156
7.2. Основные уравнения автогенератора.....	157
7.2.1. Уравнения стационарного режима.....	157
7.2.2. Расчет частоты автоколебаний. Необходимое условие фазовой устойчивости стационарного режима.....	160
7.2.3. Расчет амплитуды автоколебаний. Условия амплитудной устойчивости.....	163
7.3. Расчет и обеспечение устойчивости стационарных колебаний в автогенераторе при кусочно-линейных вольт-амперных характеристиках активного элемента.....	170
7.3.1. Колебательные характеристики активного элемента с кусочно-линейными вольт-амперными характеристиками в автогенераторе .....	170
7.3.2. Стационарные режимы в автогенераторах с цепями автоматического смещения. Применение диаграмм срыва и диаграмм смещения для расчета стационарных режимов .....	176
7.3.3. Анализ устойчивости стационарных режимов в автогенераторах с автосмещением. Режимы прерывистой генерации	

и самомодуляции.....	184
7.3.4. Нагрузочные характеристики автогенератора.....	190
7.3.5. Подход к выбору и расчету режима автогенератора.....	191
7.4. Схемы автогенераторов.....	197
7.4.1. Принципы построения схем автогенераторов.....	197
7.4.2. Высокочастотная эквивалентная схема с идеальным трансформатором.....	198
7.4.3. Обобщенная трехточечная схема.....	200
7.4.4. Емкостная и индуктивная трехточки.....	204
7.4.5. Цепи питания, смещения и связи с нагрузкой в схемах автогенераторов.....	207
7.5. Регулировочные характеристики автогенераторов.....	210
7.6. Нестабильность частоты автоколебаний.....	212
7.7. Кварцевая стабилизация частоты.....	214
Контрольные вопросы и задания.....	219
<b>Глава восьмая. Формирование сигналов с угловой модуляцией .....</b>	<b>221</b>
8.1. Основные характеристики радиосигналов с угловой модуляцией ....	221
8.2. Структурные схемы передатчиков с угловой модуляцией .....	228
8.3. Характеристики передатчиков с угловой модуляцией.....	232
8.4. Методы получения ЧМ- и ФМ-сигналов.....	234
8.5. Частотная модуляция в автогенераторах с помощью варикапа.....	239
8.6. Модуляторы фазы.....	249
8.7. Интегральные генераторы, управляемые по частоте.....	254
Контрольные вопросы и задания.....	257
<b>Глава девятая. Формирование опорных колебаний и синтез частот..</b>	<b>258</b>
9.1. Требования к синтезаторам частот.....	258
9.2. Структуры синтезаторов частот.....	261
9.3. Источники опорных высокостабильных колебаний.....	264
9.4. Цифровые вычислительные синтезаторы.....	267
9.5. Синтезаторы на основе кольца фазовой автоподстройки частоты. ....	271
9.6. Интегральные синтезаторы частот.....	279
Контрольные вопросы и задания.....	282
<b>Часть вторая .....</b>	<b>284</b>
<b>Глава десятая. Усилители мощности СВЧ на биполярных транзисторах.....</b>	<b>284</b>
10.1. Конструкция биполярных СВЧ-транзисторов.....	284
10.1.1. Структура биполярных СВЧ-транзисторов.....	284
10.1.2 Оксидерилиевый изолятор и внутреннее устройство мощного БТ СВЧ.....	288
10.1.3. Паразитные индуктивности и емкости выводов.....	290
10.1.4. Специализация биполярных СВЧ-транзисторов.....	291
10.2. Режимы и параметры биполярных транзисторов.....	292
10.2.1. Питающее напряжение.....	292
10.2.2. Отсечка тока в биполярных СВЧ-транзисторах.....	293
10.2.3. Система параметров биполярных СВЧ-транзисторов.....	294
10.2.4. Модель биполярного СВЧ-транзистора.....	297

10.3. Свойства биполярных СВЧ-транзисторов в схемах резонансных усилителей с общим эмиттером и общей базой.....	299
10.4. Схемы усилителей мощности на биполярных СВЧ-транзисторах..	307
10.5. Конструкции транзисторных СВЧ-устройств.....	308
Контрольные вопросы и задания.....	312
<b>Глава одиннадцатая. Устройство и характеристики пролетных кластиронов.....</b>	314
11.1. Общие сведения о пролетных кластиронах.....	314
11.2. Принцип действия пролетного кластирона.....	314
11.3. Теория группирования.....	319
11.4. Характеристики пролетного кластирона и способы их улучшения ..	325
325 Контрольные вопросы и задания.....	329
<b>Глава двенадцатая. Усилители и автогенераторы на лампах бегущей и обратной волн.....</b>	330
12.1. Общие сведения.....	330
12.2. Устройство и принцип действия ЛБВ-0.....	330
12.3. Рабочие характеристики ЛБВ-О.....	343
12.4. Лампы обратной волны.....	347
Контрольные вопросы и задания.....	352
<b>Глава тринадцатая. Усилители мощности и автогенераторы магнетронного типа.....</b>	353
13.1. Общие сведения.....	353
13.2. Движение электронов в скрещенных электрическом и магнитном полях.....	354
13.3. Структура поля и электронного потока при генерации СВЧ-мощности.....	356
13.4. Характеристики и параметры магнетронных автогенераторов.....	361
13.4.1. Коэффициент полезного действия.....	361
13.4.2. Рабочие характеристики.....	363
13.4.3. Нагрузочные характеристики.....	364
13.5. Виды магнетронных автогенераторов и усилителей мощности....	371
13.5.1. Основные сведения.....	371
13.5.2. Митрон — магнетрон, перестраиваемый по частоте напряжением.....	372
13.5.3. Амплитрон — магнетронный усилитель мощности.....	373
13.5.4. Генераторы на лампах бегущей и обратной волны типа М ..	375
13.6. Формирование модулированных колебаний в приборах типа М....	376
Контрольные вопросы и задания.....	378
<b>Глава четырнадцатая.</b>	
<b>Полупроводниковые диодные СВЧ-генераторы.....</b>	380
14.1. Основные классы и области применения полупроводниковых диодных генераторов.....	380
14.2. Принцип действия и характеристики лавинно-пролетного диода...381	381
14.2.1. Общие сведения.....	381
14.2.2. Статический режим ЛПД.....	382
14.2.3. Понятие о слое умножения и пролетном пространстве ЛПД.....	383

14.2.4. Пролетный режим ЛПД.....	385
14.3. Принцип действия и характеристики диода Ганна.....	392
14.3.1. Общие сведения.....	392
14.3.2 Механизм возникновения отрицательной проводимости в ДГ.....	393
14.3.3. Домены сильного поля. Динамика доменов.....	397
14.3.4. Режимы работы ДГ в генераторной схеме.....	400
14.4. Конструкции и эквивалентные схемы диодных генераторов.....	402
14.5. Управление колебаниями диодных генераторов.....	405
14.6. Способы повышения КПД диодных генераторов.....	406
Контрольные вопросы и задания.....	406
<b>Приложение. Таблица коэффициентов для косинусоидального импульса.....</b>	408
<b>Список литературы.....</b>	413

## **СПИСОК ОСНОВНЫХ СОКРАЩЕНИЙ**

АГ — автогенератор	ПК — пролетный клистрон
АМ — амплитудная модуляция	ППРЧ — псевдослучайная
перестройка рабочей частоты	
АСУ — автоматизированная система управления	ПР — перенапряженный режим
АУ — антенное устройство	ПТ — полевой транзистор
АФК — амплитудно-фазовая конверсия	ПФ — полосовой фильтр
АЭ — активный элемент	ПЧМ — паразитная
частотная модуляция	
БТ — биполярный транзистор	СВЗ — схема выборки-запоминания
ВАХ — вольт-амперная характеристика	СВЧ — сверхвысокая частота
ВЧ — высокая частота	СМХ — статическая модуляционная
ГВВ — генератор с внешним возбуждением	характеристика
ГД — генераторный диод	СПМ — спектральная плотность
мощности	
ГИС — гибридная интегральная схема	СЧ — синтезатор частоты
ГЛПД — генератор на лавинно-пролет-	СШП — сверхширокополосная
модуляция	
ных диодах	
ГУН — генератор, управляемый по	ТД — туннельный диод
коэффициент емкости	ТКЕ — температурный
частоте напряжением	
ДАГ — диодный автогенератор	
ДГ — диод Ганна	УМ — усилитель мощности
ДЧТ — двойная частотная телеграфия	УМК - усиление модулированных
колебаний	
ЖИГ — железоизотриевый гранат	УНЧ — усилитель низкой частоты
ИП — источник питания	УРУ — усилитель с
распределенным усилием	
КАГ — кварцевый автогенератор —	УЧ — управитель частоты
автогенератор с кварцевой	
стабилизацией частоты	ФАПЧ — фазовая автоподстройка
КР — кварцевый резонатор, крити —	
частоты	
ческий режим	
КС — колебательная система	ФД — фазовый дискриминатор
КСЧ — квантовый стандарт частоты	ФЛАН — фольгированный
листовой арилокс с наполнителем	
КУМ — ключевой усилитель мощности	ФМ — фазовая модуляция
ЛБВ — лампа бегущей волны	ФМ-2 — двухуровневая ФМ
ЛОВ — лампа обратной волны	ФМ-Н — многоуровневая ФМ
ЛПД — лавинно-пролетный диод	ФМн — фазовая манипуляция
ЛЧМ — линейная частотная модуляция	ФНЧ — фильтр нижних частот
МФ — модулятор фазы	ФЧХ — фазочастотная характеристика
тика	
НКФ — накопитель кода фазы	ЦАП — цифроаналоговый преобразователь
зователь	
НПЧ — необходимая полоса частот	ЦВС — цифровой вычислительный
синтезатор	
НР — недонапряженный режим	ЦОС — цепь обратной связи
НЭ — нелинейный элемент	ЦС — цепь согласования
ОГ — опорный генератор	ЧФД — частотно-фазовый
детектор	
ОДП — отрицательная дифференциальная проводимость	
ОНОЗ — ограниченное накопление	
объемного заряда	
ООС — отрицательная обратная связь	ЧМ — частотная модуляция
ПАМ — паразитная амплитудная модуляция	ЭС — эквивалентная схема

## **ПРЕДИСЛОВИЕ**

Настоящая книга написана как учебное пособие для студентов, обучающихся по направлению подготовки 210300 «Радиотехника». Основой при создании книги послужил курс лекций, читаемых в течение ряда лет преподавателями кафедры формирования колебаний и сигналов Московского энергетического института (технического университета) для студентов радиотехнического факультета.

Устройства генерирования колебаний и формирования радиосигналов изучаются студентами всех специальностей, входящих в направление «Радиотехника», но в разном объеме в соответствии с учебными планами различных специальностей. Однако методы генерирования первичных колебаний, обеспечения необходимой стабильности их частот, реализации основных видов модуляции и обеспечения заданной выходной мощности радиосигнала изучаются студентами всех специальностей.

В настоящем учебном пособии использованы материалы учебников [1,2] и учебного пособия [3], написанных преподавателями кафедры формирования колебаний и сигналов и основанных на принципах, заложенных основателем научно-педагогической школы этой кафедры и автором фундаментального учебника [4] профессором СИ. Евтяновым.

Непрерывное расширение элементной базы, используемой в устройствах генерирования колебаний и формирования сигналов, расширение сфер применения таких устройств и повышение требований к ним стимулируют появление новых структурных схем и разработку методов их проектирования. Изложить в рамках одного учебного пособия с достаточной полнотой методы построения и проектирования всех используемых на практике устройств невозможно, поэтому необходимо было решить задачу отбора материала. В настоящем пособии она решалась прежде всего на основе анализа требований к содержанию соответствующих дисциплин, сформулированных в Государственном образовательном стандарте для специальностей, входящих в направление 210300 «Радиотехника». Эти требования изложены как в самом стандарте, так и в примерных программах для соответствующих дисциплин специальностей, являющихся обязательными приложениями к стандарту.

Настоящее учебное пособие состоит из двух частей. В первой части кратко описаны простейшие структурные схемы передатчиков, на примере биполярного транзистора изложен подход к построению моделей активных элементов, используемых в передатчиках, и рассмотрены вопросы построения и расчета основных функциональных узлов устройств генерирования колебаний и формирования сигналов в диапазоне высоких частот. Затем рассмотрены методы построения и расчета узкополосных

колебаний в таких усилителях. В этой же части изложены основы теории и расчета автогенераторов гармонических колебаний, методы формирования сигналов с угловой модуляцией и основы построения синтезаторов частот, широко используемых в возбудителях передатчиков всех диапазонов частот. Во второй части рассмотрены специфические вопросы построения передатчиков диапазона сверхвысоких частот. Описаны особенности построения и расчета усилителей мощности СВЧ-диапазона на биполярных транзисторах, принципы действия и характеристики усилителей на пролетных клистронах, усилителей и автогенераторов на лампах бегущей и обратной волн, усилителей мощности и автогенераторов магнетронного типа, автогенераторов на лавинно-пролетных диодах и на диодах Ганна.

В пособии не затронут ряд важных разделов, входящих в примерные программы дисциплин различных специальностей, в которых излагаются вопросы генерирования колебаний и формирования сигналов. Некоторые из этих разделов с достаточной полнотой изложены в учебном пособии [22]. Материал данного пособия может стать основой для изложения 70—80 % теоретических частей соответствующих курсов всех специальностей данного направления.

Более детальная информация по вопросам, относящимся к тематике данного пособия, может быть получена из учебных пособий [8—11, 13, 15, 16, 18, 22], учебника для смежного направления подготовки [7], из монографий [5, 6, 12, 14, 19], а также из другой специальной литературы.

Работа над учебным пособием распределялась следующим образом.

Предисловие и введение написаны В.Н. Кулешовым и Н.Н. Удаловым; гл. 1 — Л.А. Беловым (§ 1.1—1.3) и В.Н. Кулешовым (§ 1.4); главы 2 и 3 написаны В.Н. Кулешовым (§ 2.1—2.4, 3.1—3.4) и В.М. Богачёвым (§ 2.5—2.8, 3.8—3.11, а § 3.5—3.7 совместно с В.Н. Кулешовым); гл. 4 — В.М. Богачёвым; гл. 5 — Г.И. Коптевым; гл. 6 — Г.И. Коптевым (§ 6.1 и 6.2) и В.М. Богачёвым (§ 6.4 и 6.5), § 6.3 подготовлен Г.И. Коптевым и В.М. Богачёвым совместно. В седьмой главе § 7.1, 7.5—7.7 написаны Д.П. Царапкиным, а § 7.2 и 7.4 — совместно Д.П. Царапкиным и В.Н. Кулешовым; в гл. 8 § 8.1—8.6 написаны Н.Н. Удаловым, а § 8.7 — Л.А. Беловым; гл. 10 написана Г.И. Коптевым; главы 11, 13 — Л.А. Беловым; гл. 12 — А.В. Хрюновым; гл. 14 написана Д.П. Царапкиным (§ 14.1, 14.3) и В.Н. Кулешовым (§ 14.2).

Подготовка рукописи для издательства выполнена В.В. Хилькевичем и А.А. Валуевым, за что авторы выражают им признательность. Авторы благодарят Г.М. Аникину за помощь в оформлении материалов.

*Авторы*

## ВВЕДЕНИЕ

---

Формирование радиосигналов — одна из основных задач, решаемых при создании радиотехнических систем и комплексов любого назначения. Радиосигналом называют колебание радиочастоты, один или несколько параметров которого модулируются в соответствии с передаваемым сообщением (информацией) или по закону, необходимому для зондирования окружающей среды или объектов, чтобы получить о них необходимую информацию. Частота гармонического колебания, посредством модуляции параметров которого формируется радиосигнал, называется несущей частотой, а иногда для краткости просто несущей.

Мощность радиосигнала, которую необходимо передать в нагрузку, т.е. на вход линии, соединяющей передатчик с антенной, определяется при разработке системы и считается заданной. В непрерывном режиме задаются средняя и пиковая мощности. В импульсном режиме указываются мощность в импульсе, параметры последовательности импульсов (длительность импульсов, их скважность или период повторения, способ модуляции), средняя мощность. В некоторых случаях оговаривается точность поддержания требуемой мощности.

Спектр формируемого радиосигнала характеризуют: несущая частота  $f_0$ ; нестабильность этой частоты  $\Delta f_1/f_0$ ; занимаемая самим сигналом полоса частот; ширина зоны внеполосных излучений. Од занимаемой полосой частот обычно понимается интервал между нижней  $f_n$  и верхней  $f_v$  частотой, в котором сосредоточено 99 % мощности сигнала. Зона внеполосных излучений — это область частот, состоящая из двух полос: между нижней частотой этой зоны  $f_{n.v}$  и частотой  $f_n$  и между частотой  $f_v$  и верхней частотой  $f_{v.v}$  этой зоны. При этом частоты  $f_{n.v}$  и  $f_{v.v}$  таковы, что за пределами полосы ( $f_{n.v}..f_{v.v}$ ) остается, как правило, не более  $10^{-6}$  излучаемой мощности сигнала.

Выбор частоты  $f_0$  зависит от назначения системы, в составе которой работает передатчик, и в свою очередь существенно влияет на выбор его компонентов и конструкцию. Точность, с которой фиксируется положение спектра радиосигнала на оси частот, определяется стабильностью несущей частоты. Требования к ней задают, указывая максимально допустимую относительную нестабильность частоты  $\Delta f/f_0$ .

Таким образом, при разработке радиопередающих устройств и других устройств формирования радиосигналов должны быть прежде всего решены задачи генерирования колебаний с заданной частотой (ее нестабильность должна быть не выше допустимого значения), реализации заданного вида модуляции и обеспечения необходимой мощности на

выходе с выполнением требований к допустимым уровням внеполосных излучений.

Как правило, при проектировании таких устройств выявляются возможности использования как различных вариантов структурных схем, так и различных способов построения функциональных узлов, входящих в состав устройства. При сравнении этих вариантов используют такие показатели качества, как промышленный коэффициент полезного действия (КПД) всего устройства, КПД его отдельных функциональных узлов, надежность, себестоимость изготовления и др. Весьма часто при стремлении повысить разные показатели качества возникают противоречия, и эти противоречия необходимо разрешать, находя компромиссные инженерные решения. Изучение различных вариантов построения функциональных схем и основных узлов устройств генерирования колебаний и формирования сигналов, связи характеристик отдельных узлов с характеристиками устройства в целом, а также методов расчета их режимов и показателей качества является той основой, на которой будущие разработчики смогут построить системы собственных подходов к разработке новых поколений таких устройств.

# Часть первая

---

## Глава первая

### **СТРУКТУРНЫЕ СХЕМЫ И ПАРАМЕТРЫ ПЕРЕДАТЧИКОВ РАЗЛИЧНОГО НАЗНАЧЕНИЯ**

#### **1.1 Классификация передатчиков**

Устройство генерирования и формирования радиосигналов — источник электрических, радиочастотных или оптических колебаний, несущих информацию или предназначенных для использования в радиоэлектронных системах радиосвязи, радиовещания, радиолокации, радионавигации, высокочастотного нагрева (ВЧ-нагрева), измерительной техники, возбуждения электромагнитных полей и др. Такие устройства для краткости будем называть передатчиками. Назначение передатчика — сформировать сигнал в соответствии с требованиями к радиосистеме и подвести его к нагрузке, антенне или линии связи.

Устройства генерирования и формирования сигналов и созданные на их основе передающие комплексы можно классифицировать по ряду признаков (рис. 1.1):

*по назначению* — передатчики радио- и телевизионного вещания; фиксированной и подвижной (мобильной) радиосвязи; навигационные; радиолокационные; телеметрические; ретрансляционные наземных или спутниковых устройств; радиоуправления; для промышленного или бытового нагрева; для создания электромагнитных полей; для медицинских, физических или измерительных установок и др.;

*по мощности* в нагрузке — микромощные (до 1 мВт); очень малой мощности (до 3 Вт); маломощные (до 100 Вт); мощные (до 100 кВт); сверхмощные (свыше 100 кВт);

*по диапазону частот*, в котором работает передатчик и который определяет выбор активных элементов и колебательных систем. Диапазоны обозначаются наименованием интервала рабочих частот или длин волн (табл. 1.1);



**Рис. 1.1. Классификация передатчиков**

Таблица 1.1

**Обозначения диапазонов частот или длин волн**

Диапазон частот	Наименование полосы частот	Диапазон длин волн	Англоязычное наименование
3...30 кГц	Очень низкие частоты (ОНЧ)	МириаМВ	—
30...300 кГц	Низкие частоты (НЧ)	КилоМВ	VHF
0,3...3,0 МГц	Средние частоты (СЧ)	ГектоМВ	UHF
3...30 МГц	Высокие частоты (ВЧ)	ДекаМВ	—
30...300 МГц	Очень высокие частоты (ОВЧ)	МВ [метровые]	—
0,3...3,0 ГГц	Ультравысокие частоты (УВЧ)	ДМВ [декиметровые]	SHF
3...30 ГГц	Сверхвысокие частоты (СВЧ)	СМВ [сантиметровые]	—
30...300 ГГц	Крайне высокие частоты (КВЧ)	ММВ [миллиметровые]	EHF
300 ГГц...430 ТГц (терагерц)	Инфракрасное излучение	1 мм...700 нм [нанометровые]	—
430...750 ТГц	Видимое излучение	700...400 нм	—
0,75...30,00 ПГц (петагерц)	Ультрафиолетовое излучение	400...10нм	—

*по роду работы (виду модуляции)* несущего колебания — передатчики с амплитудной модуляцией (АМ), с угловой модуляцией (фазовой — ФМ, частотной — ЧМ), с комбинированными видами модуляции, импульсные, однополосные, сверхширокополосные (СШП). Частным случаем АМ является импульсная модуляция (ИМ). Частными случаями передатчиков с угловой модуляцией — радиопередающие устройства с манипуляцией фазы (двуухровневой ФМ-2 или многоуровневой ФМ-АО, с манипуляцией частоты (с разрывами или без разрывов фазы).

В передатчиках связи находят применение комбинированные способы модуляции: для уменьшения занимаемой полосы частот используют однополосную модуляцию с подавленной несущей; для передачи больших потоков цифровой информации — амплитудно-фазовую манипуляцию; для повышения скрытности — псевдослучайную перестройку рабочей частоты (ППРЧ); для повышения помехозащищенности — расширение занимаемой полосы спектра посредством внутриимпульсной угловой модуляции; для уплотнения частотного диапазона — квадратурную частотную манипуляцию и др.;

*по конструктивному выполнению* — передатчики стационарные, подвижные, носимые; бортовые (самолетные, спутниковые) и наземные; с сетевым и батарейным электропитанием; для военных и гражданских применений и т.д.

## **1.2. Требования к выходным сигналам и параметрам передатчика**

Основными требованиями к передатчику любого назначения являются: а) выходная мощность; б) коэффициент полезного действия; в) занимаемая полоса частот; г) точность стабилизации параметров сигнала; д) выполнение норм электромагнитной совместимости.

В качестве дополнительных технико-экономических и тактических требований выступают: чувствительность к вариациям параметров нагрузки и источников питания; устойчивость по отношению к изменениям температуры, давления, влажности, к вибрациям, уровню проникающей радиации; выполнение экологических нормативов; равномерность спектральной плотности излучения в занимаемой полосе частот; удобство управления режимами передатчика; уровень автоматизации настройки; безопасность обслуживания; минимальные массогабаритные показатели; минимальные стоимости изготовления и эксплуатации; надежность; ремонтопригодность; сопрягаемость с другими устройствами, входящими в радиосистему; эргonomичность; устойчивость к ошибкам обслуживания; качество

внешнего оформления и др. В конкретных применениях требования обычно высоки и противоречивы.

Чтобы определить и удовлетворить главные требования при допустимых значениях вспомогательных показателей, необходимо выявить связь характеристик выходного сигнала с параметрами аппаратуры передачи, излучения и приема при учете погрешностей технической реализации.

Рассмотрим требования к передатчикам различного назначения.

**Радиовещательные передатчики** с несущими частотами менее 30 МГц (длинноволновый диапазон) работают с АМ, имеют мощность выходного каскада 10... 100 кВт, они должны иметь долговременные относительные погрешности установки несущей частоты не

хуже  $10^{-4}$ , кратковременную относительную нестабильность несущей частоты не хуже  $5 \cdot 10^{-5}$ , малые искажения модулирующего сигнала и обеспечивать весьма быстрое снижение спектральной плотности выходного сигнала за пределами выделенной полосы частот.

**Передатчики телевизионного вещания** работают в диапазонах метровых и дециметровых волн. По принятому в Российской Федерации стандарту в передатчиках изображения используется АМ с частичным подавлением нижней боковой полосы, а в передатчиках звукового сопровождения применяется ЧМ. Мощности передатчиков изображения от 1 до 50 кВт. Мощности передатчиков сигнала звука соответственно в 10 раз меньше.

**Передатчики радиосвязи** весьма разнообразны по мощности, диапазону частот, занимаемой полосе, видам модуляции и роду работы. Общим для них требованием является малая относительная нестабильность несущей частоты (от  $\pm 1 \cdot 10^{-5}$  для низовой связи и до  $\pm 1\text{--}10$  для передатчиков космической связи), а также жесткие нормы на внеполосные излучения. Для стабилизации частоты применяются синтезаторы опорных частот с высокой скоростью перестройки.

**Радиолокационные передатчики** имеют среднюю мощность 0,1...5,0 кВт, используют ИМ или ЧМ по линейному во времени закону при высокой стабильности несущей частоты и параметров модуляции.

**Передатчики СВЧ-нагрева** при мощностях 1...10 кВт должны работать в выделенных для этой цели частотных диапазонах [например,  $(930 \pm 5)$  МГц;  $(2450 \pm 25)$  МГц], иметь низкий уровень излучений на высших (вплоть до 15-й) гармониках несущей частоты при невысоких требованиях к относительной нестабильности частоты (не хуже  $5 \cdot 10^{-5}$ ). Специальная модуляция колебаний в таких передатчиках не предусматривается, хотя при электропитании от источ-

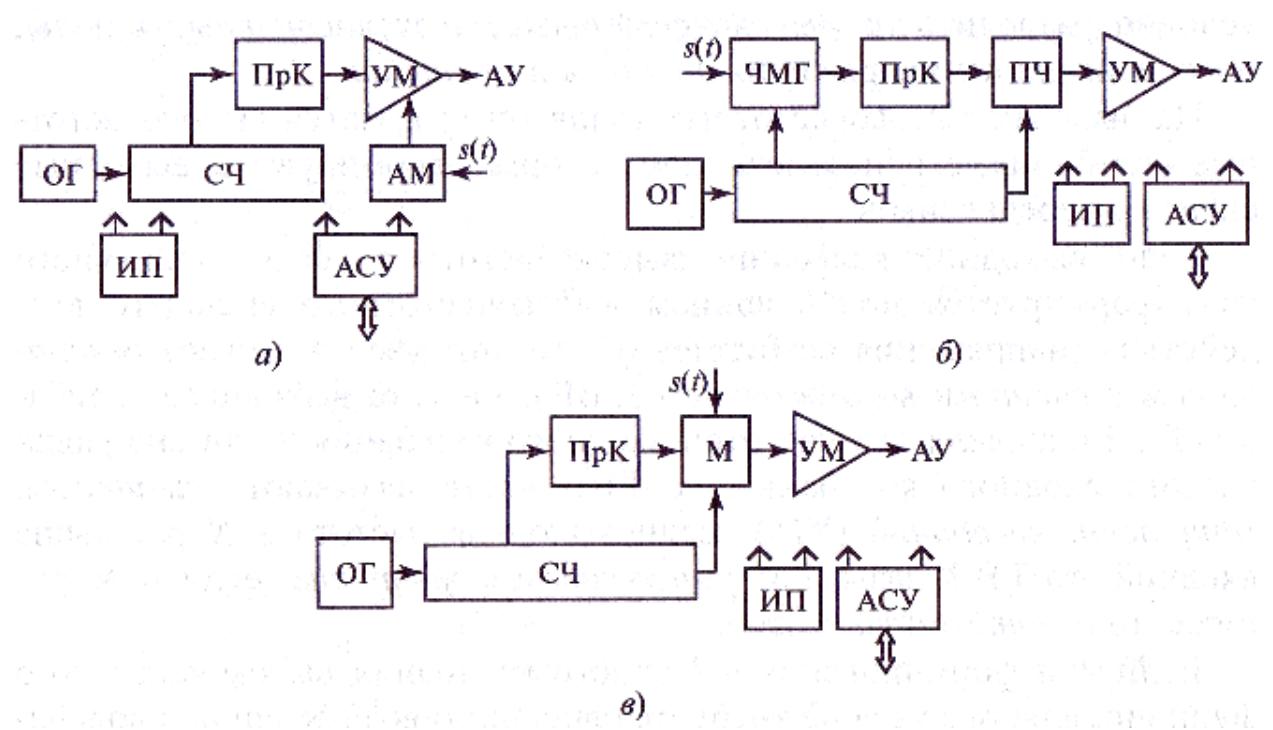
ника переменного тока промышленной частоты без выпрямителя возникает АМ/ЧМ в полосе 1..2 кГц.

**Передатчики для медицинской аппаратуры** (для физиотерапии), как правило, имеют очень малую мощность и невысокую стабильность несущей частоты при сложных законах модуляции амплитуды.

### 1.3. Структурные схемы передатчиков

Типовые структурные схемы передатчиков АМ-, ЧМ- и ФМ-сигналов изображены на рис. 1.2.

Долговременную стабильность частоты передатчика определяет опорный генератор (ОГ). Обычно в таких ОГ используется автогенератор с кварцевым резонатором. Нужное значение несущей частоты формируется из частоты ОГ в синтезаторе частоты (СЧ), преобразованием частоты в умножителях промежуточных каскадов (ПрК) или в преобразователе частоты (ПЧ) вверх (рис. 1.2, б). Амплитудная модуляция высокочастотных колебаний осуществляется в последнем или в нескольких последних каскадах усилителя мощности (УМ) (рис. 1.2, а). Модуляция (манипуляция) частоты производится в управляемом по частоте ЧМГ (рис. 1.2, б) или в СЧ, а фазовая моду-



**Рис 1.2 типовые структурные схемы передатчиков с амплитудой (а), частотной (б), и фазовой модуляцией (в)**

ОГ — опорный генератор; СЧ — синтезатор частоты; ПрК — промежуточные каскады; УМ — усилитель мощности; АМ — амплитудный модулятор; М — модулятор фазовый; ПЧ — преобразователь частоты вверх; ИП — источник питания; АСУ — автоматизированная система управления; АУ — антенное устройство; ЧМГ — частотно-модулируемый генератор

яция (манипуляция) — в фазовом модуляторе М на низком уровне мощности (рис. 1.2, в).

Электропитание каскадов передатчика осуществляется с помощью блока источников питания (ИП). Экономичность передатчика определяется промышленным коэффициентом полезного действия (КПД), т.е. отношением мощности, передаваемой в нагрузку (на вход антенного устройства АУ), к мощности, потребляемой от ИП. Автоматизированная система управления (АСУ) предназначена для контроля работоспособности и управления режимами каскадов и передатчика в целом с помощью вычислительных средств.

Кроме указанных основных функциональных узлов в состав передатчика могут входить вспомогательные узлы и подсистемы: охлаждения, отвода рассеиваемого тепла, блокировки и сигнализации, автоматической настройки и перестройки и др.

#### **1.4. Структурные схемы основных функциональных узлов и общие сведения о них**

Как видно из предыдущего параграфа, большинство передатчиков являются многокаскадными устройствами и состоят из некоторого набора функциональных узлов. Функциональные узлы можно условно разделить на *высокочастотные, низкочастотные и узлы, обеспечивающие напряжения питания и смещения*.

На выходах высокочастотных узлов генерируются высокочастотные колебания, с использованием которых формируются выходные сигналы передатчиков.

Если выходное колебание высокочастотного функционального узла формируется под влиянием высокочастотного внешнего воздействия (напряжения возбуждения), то этот узел называют *генератором с внешним возбуждением* (ГВВ). Частота выходного колебания ГВВ определяется частотой входного колебания. Если она равна частоте входного колебания, то ГВВ часто называют *усилителем мощности колебаний* (УМ). Если выходная частота в  $M$  раз выше входной, то ГВВ называют *умножителем частоты*, если в  $M$  раз ниже, то *делителем частоты*.

Если для формирования выходного колебания высокочастотного функционального узла не требуется внешнего возбуждения и колебания возникают за счет достаточно сильной положительной обратной связи, то такой узел называют генератором с самовозбуждением или (значительно чаще) *автогенератором* (АГ). Колебания в АГ возникают и поддерживаются на требуемом уровне выходной мощности за счет энергии, отбираемой от источников питания. Частота этих колебаний определяется параметрами цепи обратной связи по высо-

кой частоте, в состав которой обычно входит один или несколько колебательных контуров с достаточно высокой добротностью. Часть цепи положительной обратной связи, определяющую частоту автоколебаний, обычно называют *колебательной системой АГ*.

Выходными каскадами в большинстве передатчиков (рис. 1.2) являются усилители мощности. На долю этих каскадов обычно приходится большая часть общей мощности, потребляемой передатчиком от источников питания, поэтому при их проектировании особое внимание уделяется достижению максимального КПД. В промежуточных каскадах в схемах рис. 1.2 используются как УМ, так и умножители частоты, поэтому изучению вопросов проектирования таких каскадов уделяется значительное внимание в данном пособии.

Типовая структурная схема двухкаскадного УМ показана на рис. 1.3, а. Простейший каскад УМ содержит активный элемент (АЭ) и цепь согласования (ЦС) выхода АЭ с нагрузкой. Активный элемент представляет собой электронный прибор, ток выходной цепи которого управляет напряжением на входе. В современных передатчиках в качестве АЭ используются электронные лампы, биполярные транзисторы, полевые транзисторы, тиристоры и другие приборы. Большинство реально используемых АЭ являются трехполюсниками, поэтому в схеме рис. 1.3 АЭ изображены в виде трехполюсников.

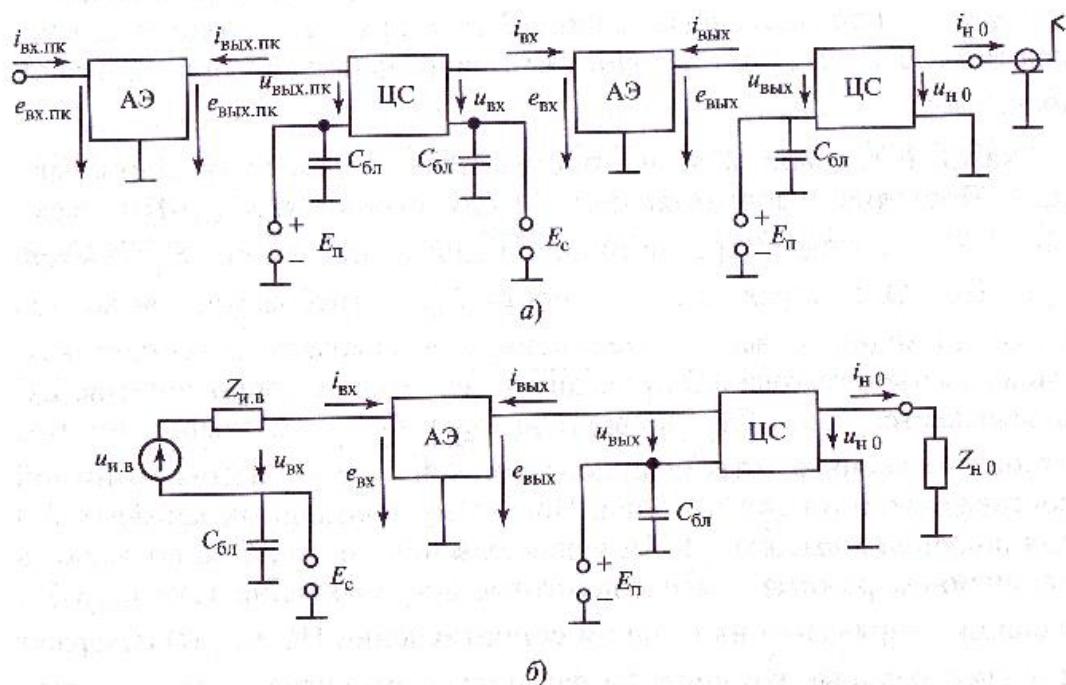


Рис. 1.3. Типовая структурная схема двухкаскадного усилителя мощности (а) и эквивалентная структурная схема выходного каскада (б)

Выходной ток каждого АЭ  $i_{\text{вых}}(t)$  протекает между выходным электродом и общим для входной и выходной цепей электродом, а входной ток  $i_{\text{вх}}(t)$  — между входным и общим электродом. Управляющее этими токами входное напряжение АЭ  $e_{\text{вх}}(t)$ , содержащее усиливаемую высокочастотную составляющую, приложено между входным и общим электродом. В общем случае  $i_{\text{вх}}(t)$  и  $i_{\text{вых}}(t)$  токи зависят как от  $e_{\text{вх}}(t)$ , так и от напряжения  $e_{\text{вых}}(t)$  между выходными электродами АЭ.

Внешней нагрузкой выходного каскада является входное сопротивление фидера, соединяющего выход передатчика с антенной, или (в более простом случае) входное сопротивление антенны. Цепь согласования выхода АЭ с нагрузкой преобразует входное сопротивление внешней нагрузки  $Z_{\text{Н}}$  во входное сопротивление цепи согласования  $Z_{\text{H}}$ , которое в рабочей полосе частот формируемого сигнала должно быть выбрано так, чтобы обеспечить работу АЭ в заданном режиме. Нагрузкой предвыходного каскада является входное сопротивление АЭ выходного каскада. Соответственно его ЦС преобразует входное сопротивление выходного каскада в сопротивление нагрузки АЭ предвыходного каскада, необходимое для реализации заданного режима этого АЭ.

Для реализации заданного режима на выходные электроды каждого АЭ должно быть подано постоянное напряжение питания, а на входные — напряжение смещения. В схеме рис. 1.3, *a* они обеспечиваются соответственно источниками напряжений питания  $E_{\text{п}}$  и смещения  $E_{\text{с}}$ .

Каждый из токов АЭ имеет постоянную и переменную составляющие. Постоянная составляющая выходного тока АЭ  $i_{\text{вых}}(t)$  в схеме рис. 1.3, *a* проходит через источник напряжения питания  $E_{\text{п}}$  и выходную ЦС. Она определяет мощность  $P_0$ , потребляемую выходной цепью выходного каскада. Переменная (высокочастотная) составляющая выходного тока АЭ проходит через входное сопротивление ЦС и замыкается через блокировочную емкость  $C_{\text{бл}}$ . Ее выбирают так, чтобы исключить ответвление заметной части высокочастотной составляющей в цепи питания. Поскольку в выходных каскадах АЭ для получения высокого КПД усилителя мощности АЭ используют в нелинейном режиме, высокочастотные составляющие тока  $i_{\text{вых}}(t)$  и падения напряжения на входном сопротивлении ЦС  $u_{\text{вых}}(t)$  содержат как спектральные компоненты формируемого сигнала, так и спектральные компоненты, частоты которых лежат в окрестности высших гармоник формируемого сигнала. Выходная ЦС должна обеспечить

не только передачу мощности сигнальной составляющей во внешнюю нагрузку, но и максимально возможное подавление (фильтрацию) высших гармоник.

Постоянная составляющая входного тока АЭ  $i_{\text{вх}}(t)$  в схеме рис. 1.3, а проходит через источник напряжения смещения  $E_c$  и выходное сопротивление межкаскадной ЦС. Переменная составляющая входного тока АЭ проходит через выходное сопротивление межкаскадной ЦС и замыкается через блокировочную емкость  $C_{\text{бл}}$ .

При расчетах и проектировании многокаскадные УМ (или ГВВ) разделяют на отдельные каскады. На рис. 1.3, б показана эквивалентная структурная схема выходного каскада двухкаскадного УМ рис. 1.3, а. В эту схему входят АЭ выходного каскада и выходная ЦС. Реальная нагрузка заменена ее эквивалентным сопротивлением  $Z_{\text{н.0}}$ . Предвыходной каскад, являющийся источником возбуждения для выходного, заменен эквивалентным источником напряжения возбуждения  $u_{\text{и.в.}}(t)$  с выходным сопротивлением  $Z_{\text{н.в.}}$ . Параметры эквивалентного источника возбуждения выбираются так, чтобы переменная составляющая входного напряжения  $u_{\text{вх}}(t)$  и полное входное напряжение  $e_{\text{вх}}(t)$  были такими же, как в многокаскадном УМ.

Пример структурной схемы автогенератора на трехполюсном АЭ показан на рис. 1.4. В этой схеме выход АЭ подключен ко входу цепи обратной связи (ЦОС), а выход ЦОС подключен ко входу АЭ. Схемы подключения источников напряжения питания АЭ и смещения подобны описанным выше.

Выходное напряжение в данном примере схемы передается со входа ЦОС через разделительную емкость  $C_p$  на сопротивление внешней нагрузки. Внешней нагрузкой для автогенератора обычно служит входное сопротивление ГВВ (усилителя мощности или умножи-

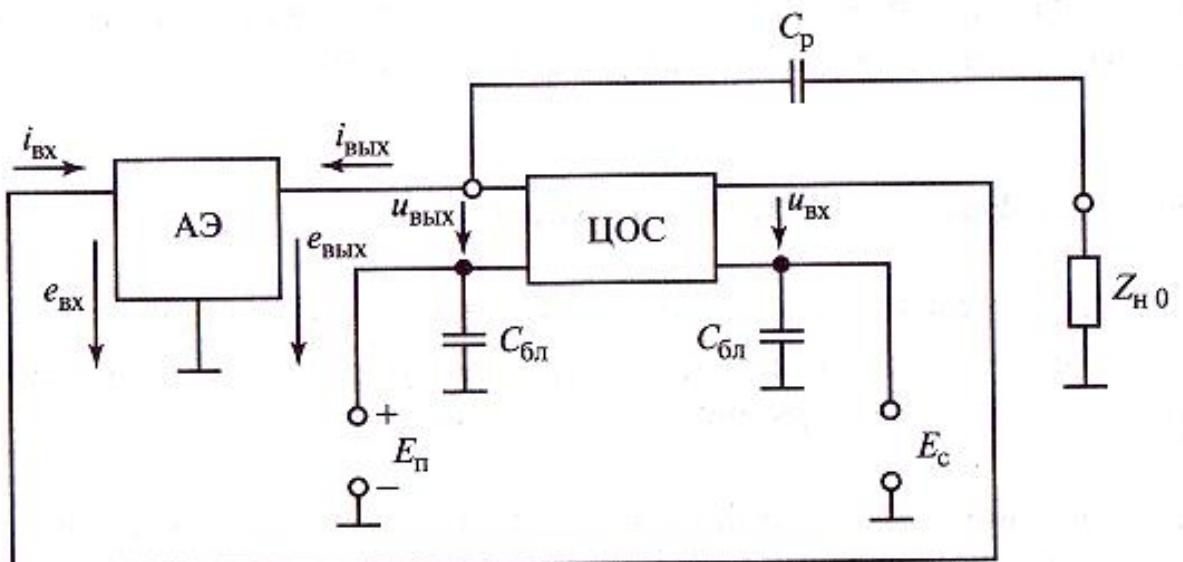


Рис. 1.4. Пример структурной схемы автогенератора на трехполюсном АЭ

теля частоты), включаемого после АГ. Каскад, включаемый после АГ, обычно проектируется с таким расчетом, чтобы при обеспечении требуемой мощности на его выходе влияние изменений его нагрузки или других параметров на частоту автоколебаний было минимальным. Такой каскад обычно называют буферным.

В каждом из опорных автогенераторов, показанных на схемах рис. 1.2, в состав ЦОС входит кварцевый резонатор (КР), включенный таким образом, что необходимая для обеспечения устойчивых колебаний положительная обратная связь реализуется лишь на частоте, близкой к частоте последовательного резонанса эквивалентной схемы КР. Поэтому стабильность частоты автоколебаний близка к стабильности собственной частоты КР и на несколько порядков выше стабильности частоты собственных колебаний  $LC$ -контуров.

В АГ, используемых для получения ЧМ-колебаний (ЧМГ в схеме рис. 1.2) чаще всего используются  $LC$ -контуры, в емкостные ветви которых включают варикапы. Изменение напряжения смещения на варикапах приводит к изменению как их емкости, так и полной емкости контура. Соответственно изменяются частота собственных колебаний контура и близкая к ней частота колебаний в автогенераторе.

Генераторы с внешним возбуждением и АГ различных мощностей и рабочих частот являются основными видами высокочастотных функциональных узлов передатчиков, изучаемых в данном пособии.

Низкочастотные функциональные узлы и, в частности, различного вида модуляторы также будут рассматриваться. Однако эти узлы подробно изучаются в курсе, посвященном схемотехнике аналоговых электронных устройств. Поэтому в данной книге главное внимание обращается на особенности работы этих узлов в составе передатчиков. Методы расчета и проектирования источников питания рассматриваются в отдельном пособии.

Поскольку расчеты всех высокочастотных функциональных узлов опираются на результаты расчетов токов и напряжений в активных элементах, изложение основного материала курса начинается с анализа работы АЭ в этих функциональных узлах.

### **Контрольные вопросы и задания**

1. Приведите классификацию радиопередатчиков по различным показателям.
2. Поясните назначение и размещение на структурной схеме возбудителя, промежуточных каскадов формирования сигнала, усилителя мощности, синтезатора частот.
3. В каких каскадах структурной схемы производится формирование амплитудной, импульсной, частотной или фазовой модуляции?
4. Что называют коэффициентом полезного действия передатчика?

- 5., Какие задачи выполняет автоматизированная система управления?
6. Каким блоком радиопередатчика определяется долговременная стабильность несущей частоты формируемого сигнала?
7. Что такое генератор с внешним возбуждением? Назовите основные виды генераторов с внешним возбуждением.
8. Чем определяется частота выходного колебания генератора с внешним возбуждением?
9. Что такое автогенератор? Чем определяется частота выходного колебания автогенератора?

## ПАРАМЕТРЫ И ХАРАКТЕРИСТИКИ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ. ГАРМОНИЧЕСКИЙ АНАЛИЗ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

---

### 2.1. Статические характеристики активных элементов и их аппроксимация

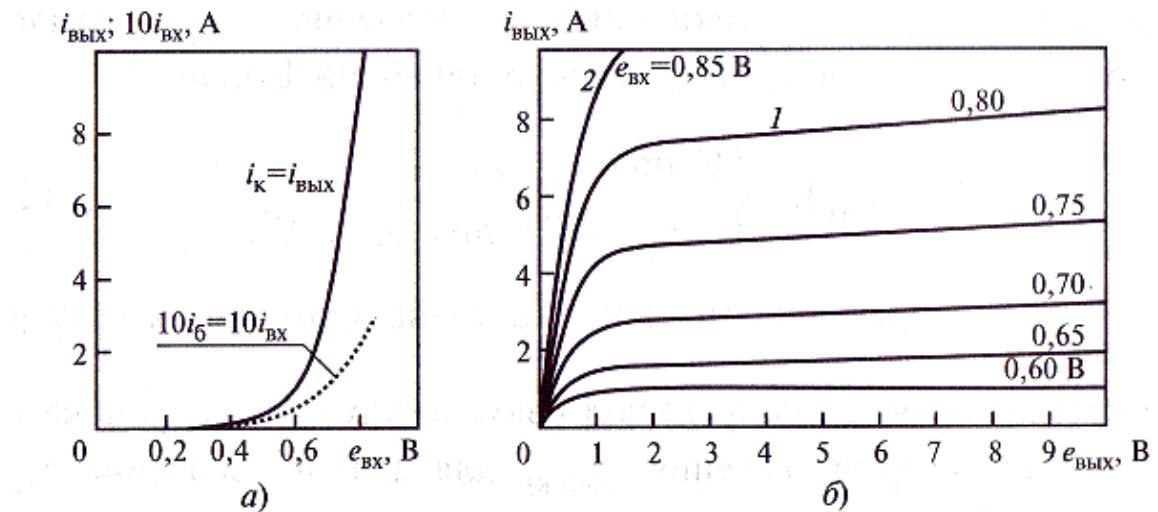
Для расчета режима активного трехполюсника в любом функциональном узле передатчика (рис. 1.3, 1.4) необходимо по заданным напряжениям на его входе и выходе  $e_{вх}(t)$ ,  $e_{вых}(t)$  находить токи  $i_{вх}(t)$ ,  $i_{вых}(t)$  и амплитуды их гармонических составляющих. При достаточно низкой рабочей частоте активный элемент можно считать безынерционным. Зависимости  $i_{вх}$  и  $i_{вых}$  от  $e_{вх}$  и  $e_{вых}$  в этом случае полностью определяются статическими характеристиками  $i_{вх}(e_{вх}, e_{вых})$ ,  $i_{вых}(t)(e_{вх}, e_{вых})$ .

На высоких для данного типа АЭ частотах при расчете схемы нельзя ограничиваться статическими характеристиками. Необходимо использовать дифференциальные и интегральные соотношения, связывающие  $i_{вх}$  и  $i_{вых}$  с  $e_{вх}$  и  $e_{вых}$ . Лампы и полевые транзисторы можно считать безынерционными в большей части их рабочего диапазона частот. У биполярных транзисторов интервал частот, в котором их поведение описывается статическими характеристиками, составляет лишь несколько процентов всей области рабочих частот.

Особенности использования статических характеристик АЭ при их работе в генераторах рассмотрим на примере биполярного транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером. Проходные и выходные характеристики биполярного транзистора средней мощности показаны на рис. 2.1.

На рис. 2.1, б видно, что плоскость выходных характеристик можно разделить на две области. В области 1, практически соответствующей активной области работы транзистора, выходное напряжение коллектор — эмиттер

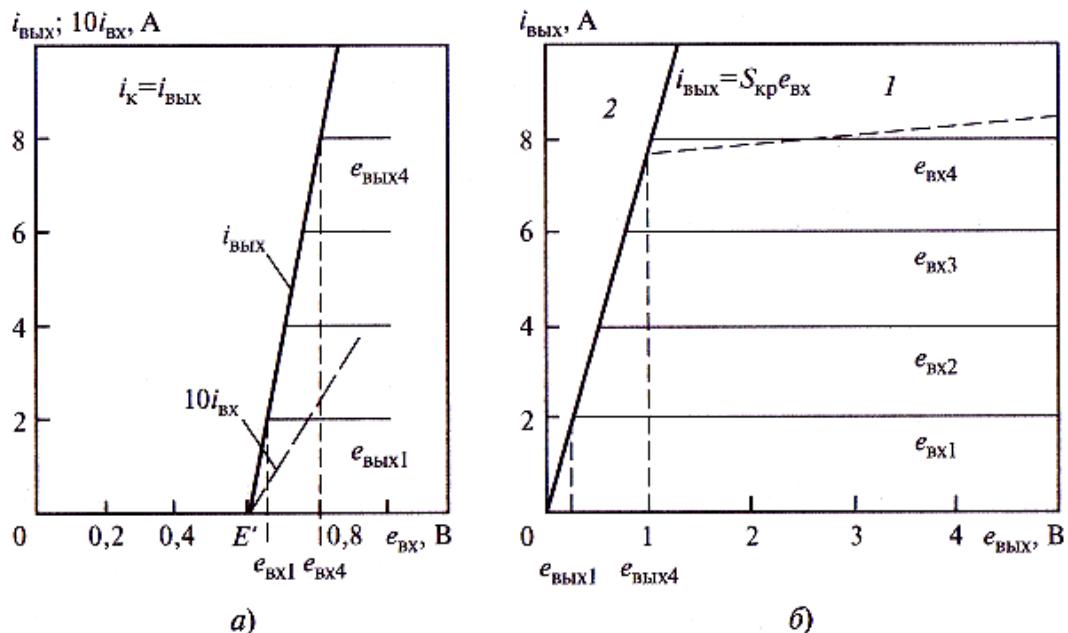
$e_{вых} = e_{к\cdot\beta}$  влияет на выходной (коллекторный) ток  $i_{вых} = i_k$  значительно слабее, чем входное. В области 2, включающей в себя область насыщения и переходную область, влияние  $e_{вых}$  сравнимо с влиянием входного напряжения эмиттер - база



**Рис. 2.1. Проходная и входная (а) и выходные (б) статические характеристики биполярного транзистора типа 2Т9113А**

$e_{ex} = e_{b3}$  и даже преобладает. В плоскости проходных характеристик также можно выделить области 1 и 2. Однако проходная характеристика, соответствующая типовым напряжениям коллектор—эмиттер, при всех допустимых токах лежит в области 1. На рис. 2.1, а показан увеличенный в 10 раз ток базы. Это позволило показать зависимость токов коллектора и базы от входного напряжения на одном графике при соотношении между этими токами, близком к реальному.

Сходство рассмотренных характеристик биполярных транзисторов, полевых транзисторов и электронных ламп (см. учебники [1, 2]) позволяет предложить единую форму их аппроксимации (рис. 2.2).



**Рис. 2.2. Кусочно-линейная аппроксимация проходной и входной (а) и выходных (б) статических характеристик АЭ (на примере биполярного транзистора)**

Проходные характеристики при всех значениях  $e_{\text{вых}}$ , лежащих в области 1, аппроксимируются кусочно-линейной функцией

$$i'_{e_{\text{вых}}}(e_{\text{вх}}) = \begin{cases} 0 & \text{при } e_{\text{вх}} \leq E' \\ S(e_{\text{вх}} - E') & \text{при } e_{\text{вх}} > E' \end{cases} \quad (2.1)$$

Здесь  $E'$ ,  $S$  — напряжение отсечки и крутизна проходной характеристики. Аппроксимация (2.1) определяет связь между  $i_{\text{вых}}$  и  $e_{\text{вх}}$ , пока ток меньше критического значения  $i_{\text{вых.кр}}$  для данного значения  $e_{\text{вых}}$ . Зависимость  $i_{\text{вых.кр}}$  от  $e_{\text{вых.кр}}$  аппроксимируется в плоскости выходных характеристик прямой линией:

$$i_{e_{\text{вых.кр}}} = S_{\text{кр}} e_{e_{\text{вых.кр}}} \quad (2.2)$$

где  $S_{\text{кр}}$  — крутизна граничной (критической) линии, которая соответствует передаче управления током  $i_{\text{вых}}$  от  $e_{\text{вх}}$  к  $e_{\text{вых}}$ .

В области 2, в которой  $i'_{e_{\text{вых}}} > i''_{e_{\text{вых.кр}}}$ , реальное значение выходного тока

$$i''_{e_{\text{вых}}} = S_{\text{кр}} e_{e_{\text{вых}}}$$

Равенство  $i'_{e_{\text{вых}}} = i''_{e_{\text{вых}}} = i''_{e_{\text{вых.кр}}}$  выполняется при  $e_{\text{вх}} = e_{\text{вх.кр}}$  и  $e_{\text{вых}} = e_{\text{вых.кр}}$

Из (2.1) и (2.2) следует, что  $e_{\text{вх.кр}}$  и  $e_{\text{вых.кр}}$  связаны равенством:

$$S_{\text{кр}} e_{e_{\text{вых.кр}}} = S(e_{e_{\text{вых.кр}}} - E') \quad (2.3)$$

Уравнение (2.3) является условием граничного (критического) режима. Реальный ток  $i_{e_{\text{вых}}}$  всегда равен меньшему из токов  $i'_{e_{\text{вых}}}$  и  $i''_{e_{\text{вых}}}$  определяемых по (2.1) и (2.2), т.е.

$$i_{e_{\text{вых}}} = \min(i'_{e_{\text{вых}}}, i''_{e_{\text{вых.кр}}}). \quad (2.4)$$

Из рис. 2.2, а видно, что в соответствии с проходной характеристикой  $i_{e_{\text{вых}}}$  ( $e_{\text{вх}}; e_{\text{вых}} = \text{const}$ ) ток при  $e_{\text{вх}} > E'$  сначала растет с крутизной  $S$ , а после достижения граничного значения  $i_{e_{\text{вых}}} = i'_{e_{\text{вых}}}$  остается постоянным, равным  $i''_{e_{\text{вых}}}$ . На выходной характеристике  $i_{e_{\text{вых}}}$  ( $e_{\text{вх}}; e_{\text{вых}} = \text{const}$ ) ток в области 1 (при больших  $e_{\text{вых}}$ , рис. 2.2, б) не зависит от  $e_{\text{вых}}$  и равен  $i'_{e_{\text{вых}}}$ , а по достижении граничной линии,

проходящей через начало координат с наклоном  $S_{rp}$ , т.е. в области 2, падает с уменьшением  $e_{вых}$  по закону  $i'_{вых} = i''_{вых} = S_{rp}e_{вых}$ .

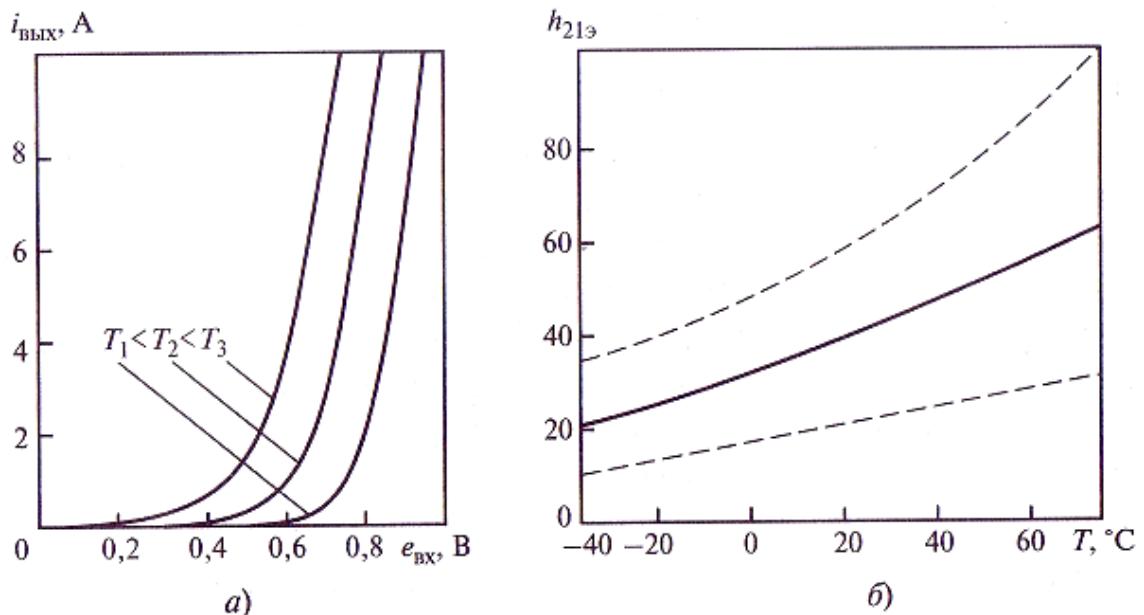
Хотя принятая аппроксимация, называемая полигональной или кусочно-линейной, кажется грубой, она все же дает приемлемую для инженерных расчетов точность. Более сложная и точная аппроксимация обычно не нужна из-за разброса реальных характеристик АЭ от экземпляра к экземпляру. Поэтому расчеты имеют приближенный характер и необходимо предусмотреть регулировку рассчитываемых каскадов для компенсации влияния этого разброса.

Полезно ввести лишь уточнение, с помощью которого учитывается влияние  $e_{вых}$  на ток в области 1 для всех АЭ. Оно сводится к замене напряжения  $e_{вх}$  в (2.1) и (2.2) так называемым управляющим напряжением  $e_y = e_{вх} + De_{вых}$ , где  $D$  — малый по сравнению с единицей коэффициент. Вклад второго слагаемого существен, если переменная составляющая  $e_{вых}$  велика по сравнению с  $e_{вх}$ . Учет реакции выходной цепи соответствует замене горизонтальных прямых при аппроксимации статических характеристик на рис. 2.2, б в области 1 прямыми с угловым коэффициентом  $DS$ . Пример такой замены при  $e_{вх} = e_{вх4}$  показан на рис 2.2, б штриховой линией.

Рассмотрим аппроксимацию входных характеристик биполярных транзисторов (см. рис. 2.1, а и 2.2, а). Напомним, что для сохранения количественных соотношений между  $i_{вх} = i_b$  и  $i_{вых} = i_K$  близкими к реальным на рис. 2.1, а и 2.2, а показаны графики тока  $i_{вх}$ , увеличенного в 10 раз. В области 1 зависимость  $i_{вх}(e_{вх})$  при постоянном  $e_{вых}$  аппроксимируем кусочно-линейной функцией, подобной (2.1):

$$i'_{вых}(e_{вх}) = \begin{cases} 0 & \text{при } e_{вх} \leq E'_{вх} \\ S(e_{вх} - E'_{вх}) & \text{при } e_{вх} > E'_{вх} \end{cases} \quad (2.5)$$

где  $S_{вх}$ ,  $E_{вх}$  — крутизна и напряжение отсечки входной характеристики. У биполярных транзисторов (см. рис. 2.1) напряжения отсечки токов базы и коллектора можно считать одинаковыми, т.е. можно положить  $E'_{вх} = E'$ . Однако для ламп это равенство не выполняется [1,2], поэтому последующие формулы будут записаны для общего случая. В области 2, где ток базы резко возрастает, также можно применить кусочно-линейную аппроксимацию входных характеристик. Однако далее расчет  $i_{вх}$  в области 2 не рассматривается, поэтому



**Рис. 2.3. Влияние температуры на проходные характеристики (а) и статический коэффициент передачи тока биполярного транзистора  $h_{21}$  в схеме с общим эмиттером (б) (штриховыми линиями показаны границы разброса по  $h_{21}$ )**

детальное обсуждение аппроксимации входных характеристик в области 2 опускаем.

На характеристики токов биполярных транзисторов существенно влияет температура (рис. 2.3).

Увеличение температуры при заданных напряжениях приводит к заметному росту тока коллектора  $i_k = i_{\text{вых}}$ , особенно в области малых значений. Возрастает и коэффициент передачи  $h_{21} = i_k / i_\delta$  (рис. 2.3, б). Эти изменения характеристик приближенно можно учесть, введя зависимости  $E'$  и  $S$  от температуры.

## 2.2. Классификация режимов активных элементов в усилителях мощности

Активный элемент в усилителе мощности (см. рис. 1.3) работает при одновременном воздействии больших переменных напряжений на входе и выходе. В зависимости от того, насколько сказывается на токах АЭ изменение напряжения на выходе, будем различать два режима: слабого и сильного влияния напряжения  $e_{\text{вых}}$  на токи. Рассмотрим временные диаграммы токов безынерционного АЭ в этих режимах.

Сначала построим зависимости  $i_{\text{вых}}(t)$ ,  $i_{\text{вх}}(t)$  без учета влияния Для удобства дальнейшего анализа введем безразмерное время

$$\tau = \omega t$$

Пусть на входе АЭ действует напряжение, равное сумме постоянного и гармонического переменного напряжений,

$$e_{\text{вх}} = E_c + U_{\text{вх}} \cos \tau \quad (2.6)$$

На основании (2.6), (2.1) и (2.5) запишем выражения для токов:

$$i_{\text{вых}}(\tau) = i_{\text{вых}}^+(\tau) = S \left[ E_c - E' + U_{\text{вх}} \cos \tau \right]_{SU_{\text{вх}} \cos \tau \geq -(E_c - E')} ; \quad (2.7)$$

$$i_{\text{вх}}(\tau) = i_{\text{вх}}^-(\tau) = S_{\text{вх}} \left[ E_c - E'_- + U_{\text{вх}} \cos \tau \right]_{SU_{\text{вх}} \cos \tau \geq -(E_c - E')} \quad (2.8)$$

В интервалах времени, в которых  $SU_{\text{вх}} \cos \tau < (E_c - E')$ , токи  $i_{\text{вх}}(\tau)$  равны нулю, т.е. происходит отсечка тока. Поэтому функции  $i_{\text{вых}}(\tau)$  и  $i_{\text{вх}}(\tau)$  представляют собой последовательности косинусоидальных импульсов с отсечкой (рис. 2.4). При  $\tau = 0, 2n, \dots$  токи принимают максимальные значения. При  $\tau = \pm 0, 2\pi \pm 0, \dots$  выходной ток обращается в нуль. Из (2.7) и условия  $i_{\text{вых}}(\Theta) = 0$  можно найти угол  $\Theta$ , определяющий момент перехода мгновенного напряжения  $e_{\text{вх}}(\tau)$  через значение  $E'$  и называемый *углом отсечки* выходного тока. Очевидно, что

$$\cos \Theta = -\frac{E_c - E'}{U_{\text{вх}}} \quad (2.9)$$

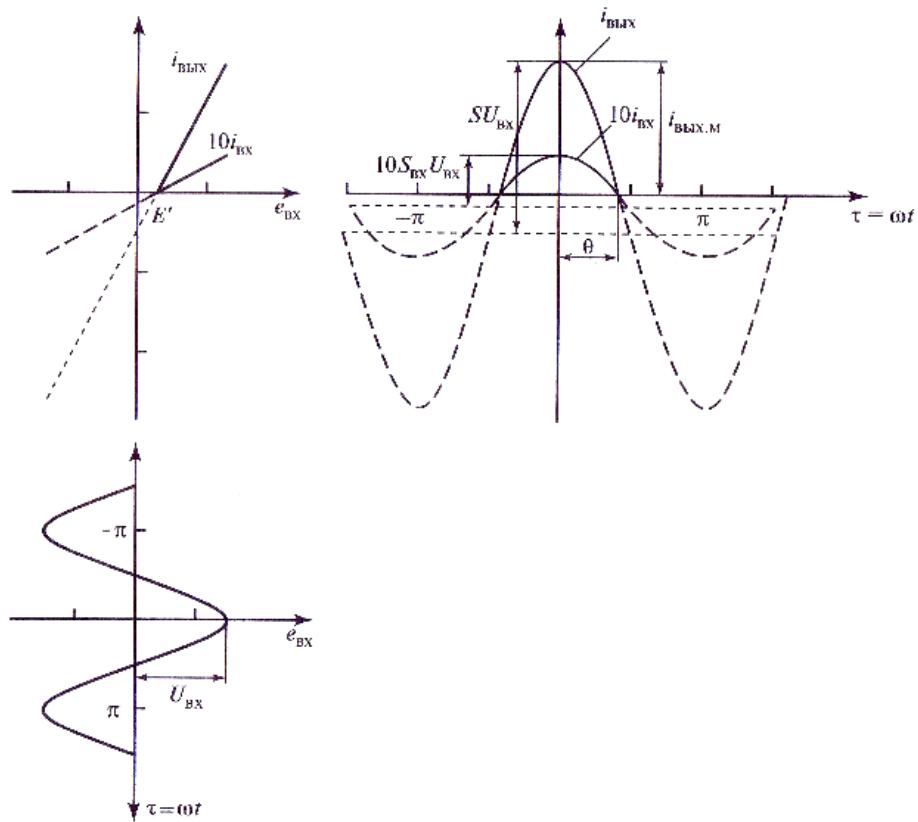
Аналогично из (2.8) и условия  $i_{\text{вх}}(\Theta_{\text{вх}}) = 0$  находим угол отсечки входного тока (рис. 2.4)

$$\cos \Theta_{\text{вх}} = -\frac{E_c - E_{\text{вх}}}{U_{\text{вх}}} \quad (2.10)$$

При аппроксимации характеристик биполярных транзисторов принимают  $E'_{\text{вх}} = E'$  (см. рис. 2.4). В этом случае в соответствии с (2.9) и (2.10)  $\Theta_{\text{вх}} = \Theta$ . Теперь учтем влияние  $e_{\text{вых}}$  на токи АЭ в усилителе мощности. Поскольку АЭ безынерционный, первая гармоника  $i_{\text{вых}}(\tau)$  совпадает по фазе с напряжением  $e_{\text{вх}}(\tau)$ . Если в схеме усилителя мощности сопротивление нагрузки для первой гармоники вещественно, т.е.  $Z_H = R_H$ , то переменные напряжения на входе и выходе находятся в противофазе и, следовательно,

$$e_{\text{вых}} = E_n - U_n \cos \tau \quad (2.11)$$

Где  $U_n = I_n R_n$ ;  $R_n$  — сопротивление нагрузки;  $E_n$  — напряжение питания выходной цепи АЭ.



**Рис 2.4 Построение импульсных токов  $i_{bx}$  и  $i_{bx}'$  в недонапряженном режиме (случай, когда  $E_c = 0$  и  $\Theta = \Theta_{ex}$ )**

Таким образом, минимумам  $e_{bx}$  соответствуют максимумы  $e_{ex}$ .

Рассмотрим, как влияет на импульсы токов увеличение напряжения на нагрузке  $U_H$  (например, из-за изменения  $R_H$ ) при фиксированных  $E_c$ ,  $U_{bx}$  и  $E_p$ . Для нахождения  $i_{bx}(\tau)$  при произвольных соотношениях между  $e_{bx}$  и  $e_{bx}'$  нужно рассчитать зависимости  $i'_{bx}(\tau)$  и  $i''_{bx}(\tau)$  по (2.1), (2.2) и затем найти истинное значение тока из условия (2.4). Выражение (2.7) определяет ток  $i'_{bx}(\tau)$ . Для  $i''_{bx}(\tau)$  из (2.2) и (2.11) получим выражение

$$i''_{bx}(\tau) = S_{kp}E_n - S_{kp}U_H \cos \tau \quad (2.12)$$

Рассмотрим, как формируются импульсы токов АЭ, показанные на временных диаграммах рис. 2.5, а и б.

При  $i'_{bx}(\tau) < i''_{bx}(\tau)$  согласно (2.4)  $i_{bx}(\tau) = i'_{bx}(\tau)$ , а ток  $i''_{bx}(\tau)$  является фиктивным. При этом входной ток  $i_{bx}(\tau)$  изменяется так, как показано на рис. 2.4,

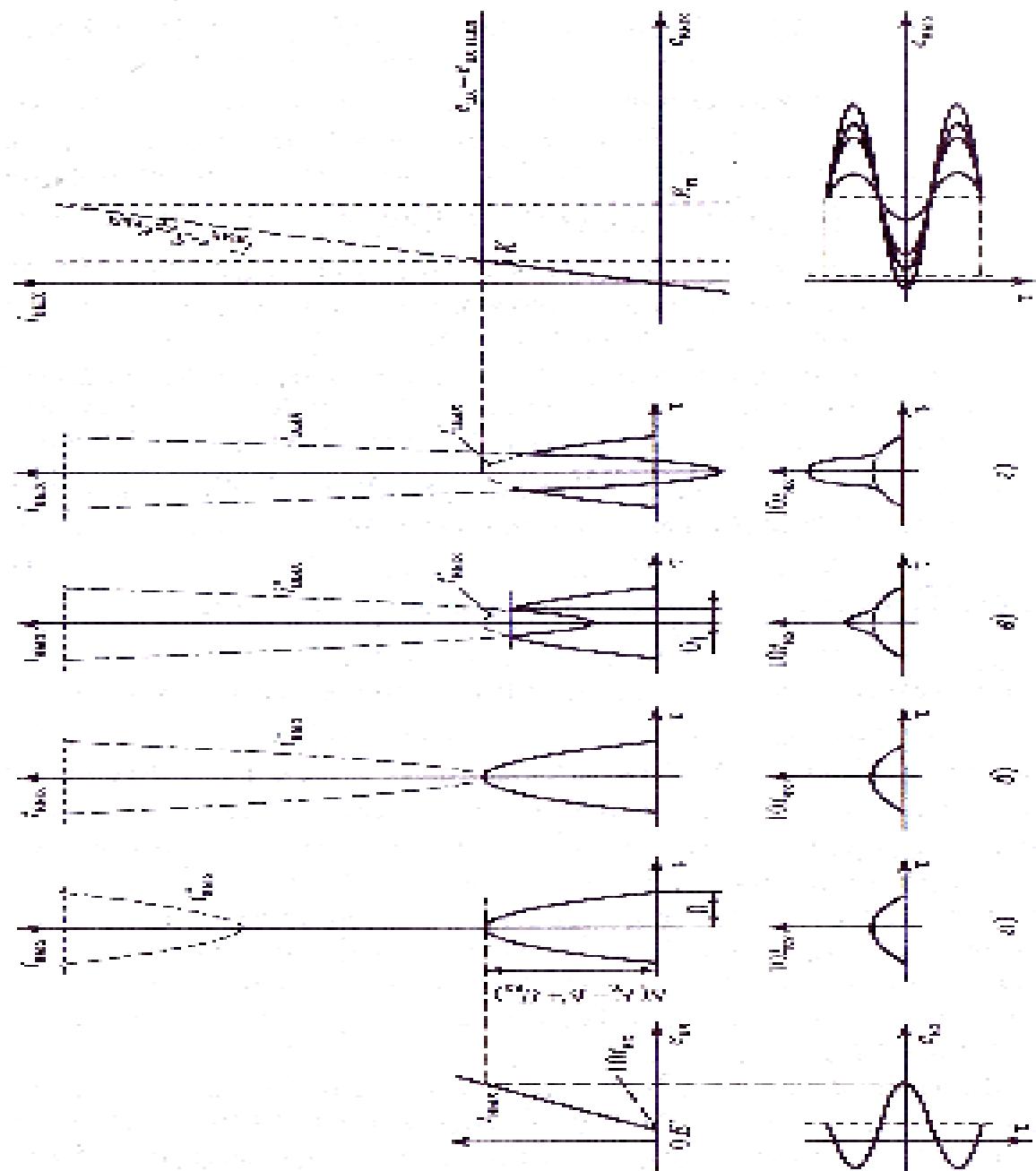


Рис 2.5 Построение импульсов токов в безынерционном АЭ в недонапряженном (а), граничном(критическом) (б), перенапряженном (в), и сильно перенапряженном (г) режимах

причем влияние выходного напряжения  $e_{\text{вых}}(\tau)$  на токи АЭ настолько мало, что им можно пренебречь.

При больших амплитудах  $U_n$  в исходном импульсе тока образуется провал (кривые  $\sigma$  и  $\tau$  на рис. 2.5), в области которого  $i_{\text{вых}}(\tau) = -i''_{\text{вых}}(\tau)$ . Появление провала в выходном токе сопровождается выбросом во входном токе. Чтобы рассчитать его значение, необходимо к прежнему импульсу тока  $i_{\text{вх}}(\tau)$  (см. рис. 2.4) прибавить часть, пропорциональную разности  $(i'_{\text{вых}}(\tau) - i''_{\text{вых}}(\tau))$ . В биполярных транзисторах это значение составляет 20...60 % разности  $(i'_{\text{вых}}(\tau) - i''_{\text{вых}}(\tau))$ . Появление провала в выходном токе и выброса во входном свидетельствует о сильном влиянии  $e_{\text{вых}}(\tau)$  на токи АЭ.

Определим условия, при которых АЭ находится на границе областей слабого и сильного влияния  $e_{\text{вых}}(\tau)$  на токи. Такой режим называется *граничным* или *критическим* (КР). При этом согласно диаграмме на рис. 2.5 токи  $i'_{\text{вых}}(\tau)$  и  $i''_{\text{вых}}(\tau)$  равны только в одной точке  $\tau = 0$ , где входное напряжение максимально:

$$e_{\text{вхmax}} = E_c + U_n = e_{\text{вхmax kp}}. \quad (2.13)$$

а напряжение на выходе принимает минимальное значение

$$e_{\text{выхmin}} = E_n - U_n = e_{\text{выхmin kp}}. \quad (2.14)$$

В критическом режиме эти напряжения связаны условием (2.3):

$$e_{\text{выхmin kp}} = (S / S_{kp})(e_{\text{вхmax kp}} - E). \quad (2.15)$$

Отношение  $S/S_{kp}$  для АЭ различных типов лежит в пределах 1...20. При заданном  $e_{\text{вх max}}$  минимальное (остаточное) напряжение на выходе  $e_{\text{вых min kp}}$  находится в точке излома выходной аппроксимированной характеристики АЭ

(точка  $K$  на рис. 2.5).

Режим, в котором остаточное напряжение на выходе больше критического, т.е.  $e_{\text{вых min}} > e_{\text{вых min kp}}$  называется *недонапряженным* (НР). Переменное напряжение  $e_{\text{вых}}(\tau)$  в НР слабо влияет на токи АЭ, и они имеют косинусоидальную форму (2.7), (2.8). Очевидно, в НР  $U_n < U_{n,kp} = E_n - e_{\text{выхmin kp}}$ .

Режим, в котором остаточное напряжение меньше критического, т.е.  $e_{\text{вых min}} < e_{\text{вых min kp}}$  а импульс тока  $i_{\text{вых}}(\tau)$  имеет провал, глубина которого зависит от амплитуды  $U_n$  называется *перенапряженным* (ПР).

Границное значение  $\tau = \Theta_1$  т.е. «верхнего угла отсечки», определяющего границы временного интервала, внутри которого управление током

от  $e_{\text{вх}}$  передается  $e_{\text{вых}}$ , находится из условия  $i'_{\text{вых}}(\Theta_1) = i''(\Theta_1)$  или  $S_{kp}E_n - S_{kp}U_n \cos \Theta_1 = S(E_c - E' + U_{ex} \cos \Theta_1)$ . Отсюда можно определить угол отсечки  $\Theta_l$  импульсов тока, вычитаемых из  $i'_{\text{вых}}(\tau)$ :

$$\cos \Theta_1 = \frac{-(E_c - E') + (S_{kp}/S)E_n}{U_{ex} + (S_{kp}/S)U_n} \quad (2.16)$$

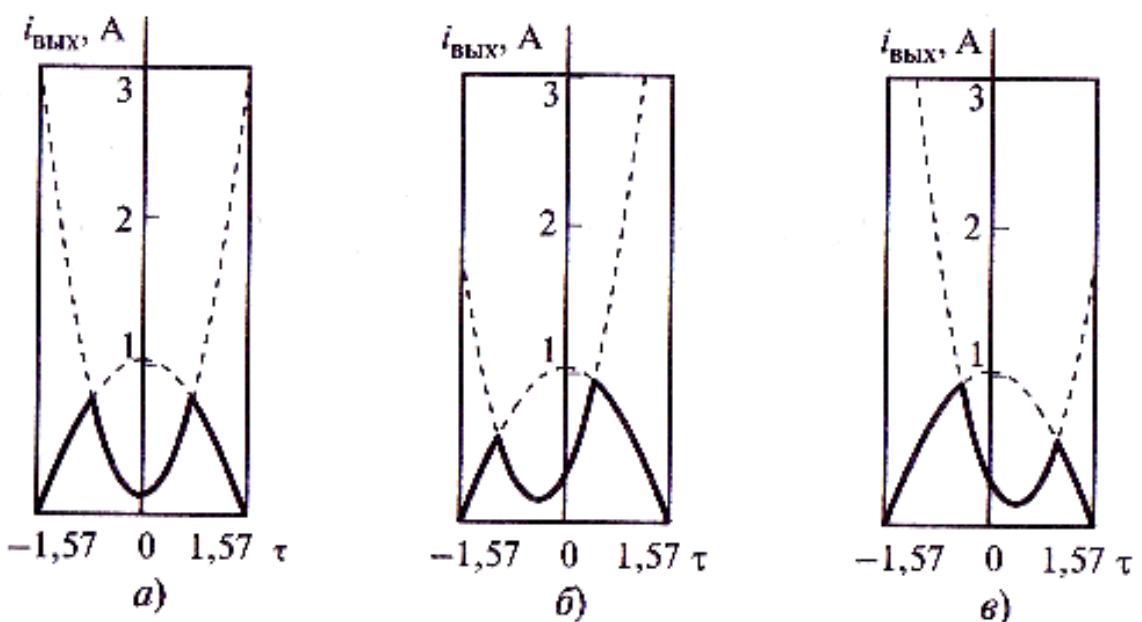
Если амплитуда напряжения на выходе настолько велика, что  $e_{\text{вых min}} < 0$  (так получается при  $U_H > E_n$ ), то в лампе

в течение части периода, пока  $e_{\text{вых}} < 0$ , ток  $i_{\text{вых}}$  отсутствует, а в полевом и биполярном транзисторах он течет в направлении, противоположном  $i'_{\text{вых}}$  при НР.

Такой режим для биполярного транзистора иллюстрируется временной диаграммой на рис. 2.5, г и называется *сильноперенапряженным*.

Критический режим является граничным между недонапряженным и перенапряженным. В реальном АЭ с плавными выходными характеристиками (см. рис. 2.1) переход от НР к ПР происходит не в одной точке, а в некоторой области изменения  $U_n$ , поэтому в КР уже наблюдается небольшая деформация в виде уплощения вершины импульса выходного тока.

Если сопротивление нагрузки  $Z_n$  имеет реактивную составляющую на частоте первой гармоники, то сдвиг фазы  $\phi_n$  напряжения на нагрузке относительно первой гармоники тока АЭ не равен нулю и минимум напряжения  $e_{\text{вых}}(\tau)$  сдвинут относительно максимума  $e_{\text{вх}}(\tau)$ . По аппроксимированным статистическим характеристикам АЭ, так же как на рис. 2.5, строится импульс тока в ПР (рис. 2.6). Видно,



**Рис. 2.6. Импульсы тока в перенапряженном режиме:**

*a* — настроенная нагрузка,  $\phi_n = 0$ ; *б* — расстроенная нагрузка,  $\phi_n > 0$ ; расстроенная нагрузка,  $\phi_n <$  что при расстроенной коллекторной нагрузке провал в импульсе смешен относительно его центра.

Классификация режимов и построение импульсов токов АЭ в умножителях частоты выполняются аналогично.

### 2.3. Гармонический анализ косинусоидальных импульсов

Рассчитаем гармоники выходного тока в безынерционном АЭ, работающем в НР или КР. На входе АЭ действует напряжение  $e_{bx}(\tau)$ , равное сумме гармонического напряжения  $U_{bx} \cos \tau$  и смещения  $E_c$  (2.6). Импульсы тока (2.7) симметричны. Фазовый сдвиг гармоник тока  $i_{bx}(\tau)$  относительно  $e_{bx}(\tau)$  отсутствует. Следовательно, можно записать

$$i_{bx}(\tau) = I_{bx0} + I_{bx1} \cos \tau + I_{bx2} \cos 2\tau + \dots \quad (2.17)$$

Косинусоидальные импульсы тока (2.7) с учетом (2.9) можно выразить через  $SU_{bx}$  и  $\cos \Theta$ :

$$i_{bx}(\tau) = SU_{bx} (\cos \tau - \cos \Theta) \Big|_{\cos \tau > \cos \Theta} \quad (2.18)$$

По формулам для коэффициентов ряда Фурье четной функции  $i_{bx}(\tau)$  найдем

$$I_{bx0} = SU_{bx} \frac{1}{\pi} \int_0^{\Theta} (\cos \tau - \cos \Theta) d\tau = SU_{bx} \gamma_0(\Theta) \quad (2.19)$$

Где

$$\lambda_0 = \frac{1}{\pi} \int_0^{\Theta} (\cos \tau - \cos \Theta) d\tau = \frac{1}{\pi} (\sin \Theta - \Theta \cos \Theta)$$

(2.20)

Аналогично

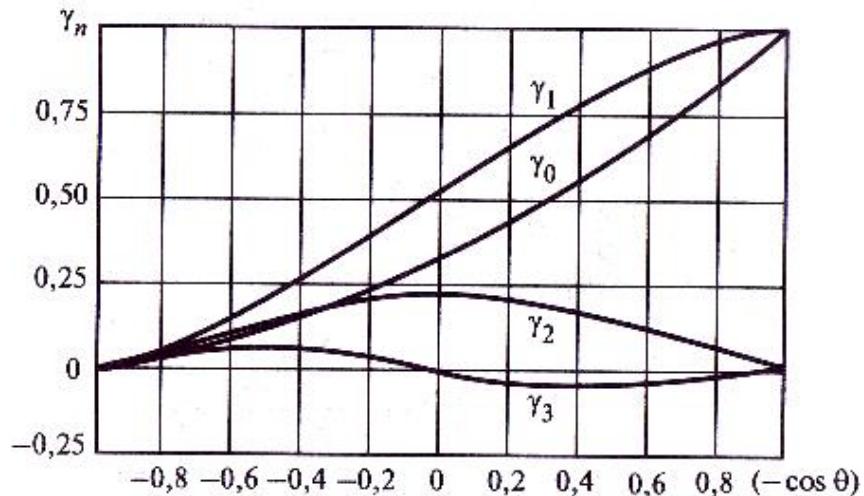
$$I_{bxn} = SU_{bx} \lambda_n(\Theta), n = 1, 2, \dots$$

(2.21)

Здесь

$$\lambda_n(\Theta) = \frac{2}{\pi} \int_0^{\Theta} (\cos \tau - \cos \Theta) \cos(n\tau) d\tau = \frac{1}{n\pi} \left[ \frac{\sin(n-1)\Theta}{n-1} - \frac{\sin(n+1)\Theta}{n+1} \right]$$

(2.22)



**Рис. 2.7. Зависимости коэффициентов разложения  $\gamma_n$  косинусоидального импульса от  $(-\cos\Theta)$**

Зависимости коэффициентов разложения косинусоидальных импульсов  $\gamma_n$  от  $(-\cos\Theta)$  (рис. 2.7) табулированы

(см. прилож. 1). Сражение амплитуд гармоник  $I_{\text{вых}n}$  через  $SU_{BX}$  и коэффициенты  $\gamma_i(\Theta)$  удобно, когда амплитуда напряжения возбуждения  $U_{BX}$  постоянна, а угол отсечки  $\Theta$  меняется за счет изменения напряжения смещения  $E_c$ . В этом случае величина  $(-\cos\Theta) = (E_c - E')/U_{BX}$  пропорциональна  $(E_c - E')$  и графики  $\gamma_n(-\cos\Theta)$  отображают в некотором масштабе зависимость  $I_{\text{вых}n}$  от напряжения смещения.

Иногда нужно оценить влияние угла отсечки на гармоники тока при фиксированной высоте импульса тока, например при исследовании режимов АЭ с ограниченным током. Из (2.18) следует, что Высота импульса выходного тока определяется выражением

$$I_{\text{вых}n} = SU_{BX} (1 - \cos\Theta) \quad (2.23)$$

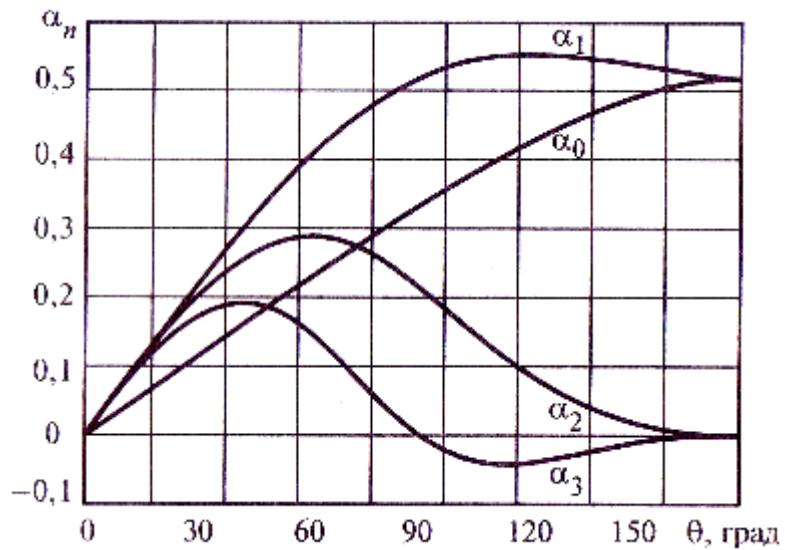
выражая с учетом (2.23)  $SU_{BX}$  через  $i_{\text{вых}m}$ , получаем из (2.21)

$$i_{\text{вых}n} = i_{\text{вых}m} \alpha_n(\Theta), n = 1, 2, \dots, \quad (2.24)$$

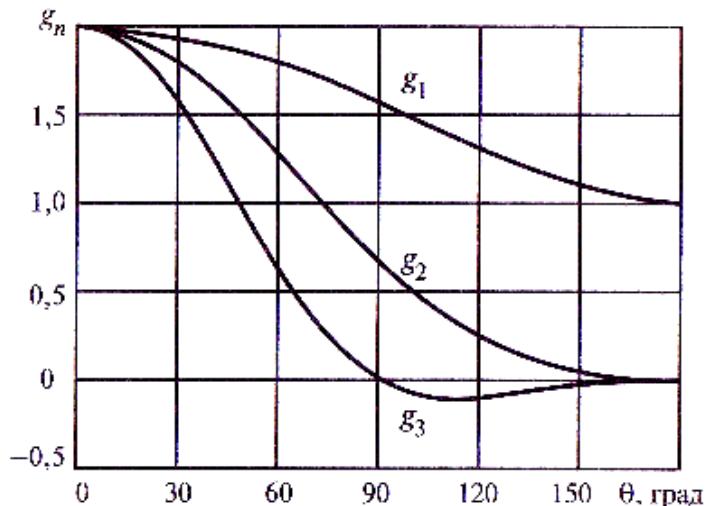
где коэффициент разложения (рис. 2.8)

$$\alpha_n(\Theta) = \lambda_n(\Theta) / (1 - \cos\Theta) \quad (2.25)$$

Таблицы коэффициентов разложения см. в прилож. 1.



**Рис. 2.8. Зависимости коэффициентов разложения  $\alpha_n$  косинусоидального импульса от угла отсечки  $\Theta$**



**Рис. 2.9. Зависимости коэффициентов формы  $g_n$  косинусоидального импульса от угла отсечки  $\Theta$**

Заметим, что максимумы  $\alpha_n(\Theta)$  при  $n > 1$  имеют место при  $\Theta_{mn} \approx 120^\circ/n$ , причем

$$\alpha_n(\Theta_{mn}) \approx \alpha_n(120^\circ)/n \approx 1/(2n) \quad (2.26)$$

Из полученных соотношений следует, что коэффициент формы косинусоидального импульса  $g_n = I_{\text{вых } n}/I_{\text{вых } 0}$  зависит только от  $\Theta$ :

$$g_n(\Theta) = \gamma_n(\Theta)/\gamma_0(\Theta) = \alpha_n(\Theta)/\alpha_0(\Theta) \quad (2.27)$$

Отметим, что  $g_1(\Theta)$  меняется от 2 до 1 при изменении  $\Theta$  от 0 до  $180^\circ$  и  $g_1 = \pi/2$  при  $\Theta = 90^\circ$  (рис. 2.9). Приведенные формулы позволяют определить также гармоники входного тока АЭ, нужно только заменить угол отсечки  $\Theta$  на  $\Theta_{\text{вх}}$

[см. (2.10)] и вместо крутизны  $S$  использовать  $S_{\text{вх}}$ .

## 2.4. Другие формы импульсов тока и их гармонический анализ

Рассмотрим два примера расчета гармоник импульсов сложной формы. Если нужно учесть кривизну начального участка любой характеристики АЭ (см. рис. 2.1), то удобно аппроксимировать зависимость  $i(e_{bx})$  параболой с отсечкой:

$$i = \alpha(e_{bx} - E')^2 \Big|_{e_{bx} \geq E'} \quad (2.28)$$

Здесь  $\alpha$  — коэффициент, определяемый по реальной характеристике. С учетом (2.6) и (2.9)

$$i(\tau) = aU_{bx}^2(\cos \tau - \cos \Theta)^2 \Big|_{\cos \tau > \cos \Theta} \quad (2.29)$$

Гармоники такого импульса можно представить в форме, подобной (2.21):

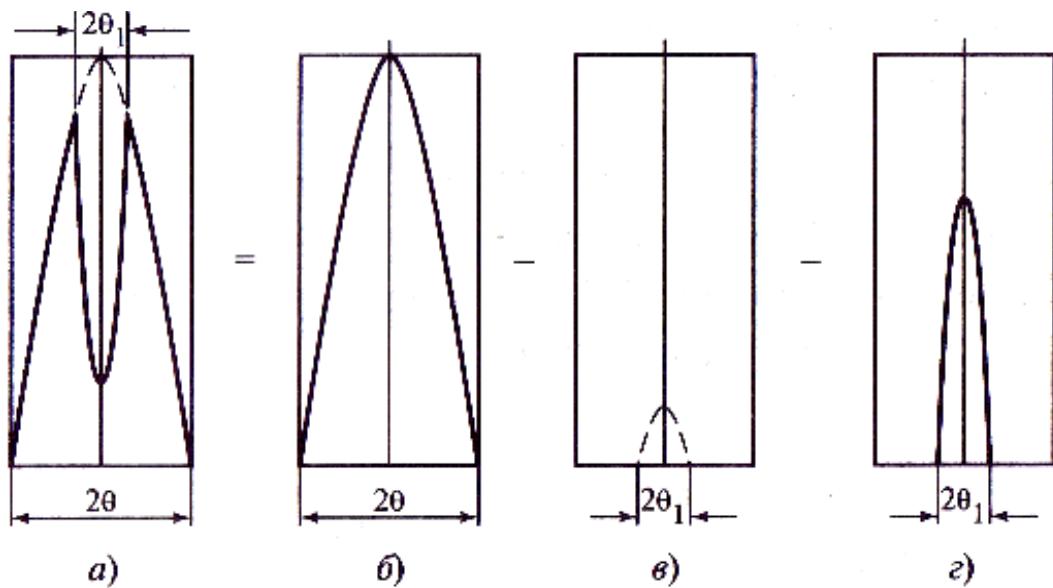
$$I_n = S U_{bx}^2 \gamma_n(\Theta, 2), n=1,2,\dots \quad (2.30)$$

Второй аргумент коэффициентов разложения  $\gamma_n(\Theta, 2)$  соответствует степени параболы (2.28). Подробные таблицы коэффициентов  $\gamma_n(\Theta, 2)$  содержатся в [6]. Аналогично выполняется гармонический анализ при аппроксимации  $i(e_{bx})$  параболой любой степени с отсечкой [6].

Другой пример импульса тока сложной формы встречался при изучении ПР. Импульс, показанный на временной диаграмме рис. 2.5, в, является алгебраической суммой косинусоидальных импульсов, показанных на рис. 2.10. Из импульса (2.18) с углом отсечки  $\Theta$  (рис. 2.10, б) вычитаются: 1) импульс с такой же амплитудой образующей его косинусоиды, но с углом отсечки  $\Theta_1$  (2.16) (рис. 2.10, в); 2) импульс, характеризуемый амплитудой  $S_{kp} U_n$  и углом отсечки  $\Theta_1$  (рис. 2.10, г).

Гармонические составляющие выходного тока в ПР рассчитываются по формуле;

$$I_{bxn} = S U_{bx} [\gamma_n(\Theta) - \gamma_n(\Theta)] - S_{kp} U_n \gamma_n (\Theta_1) \quad (2.31)$$



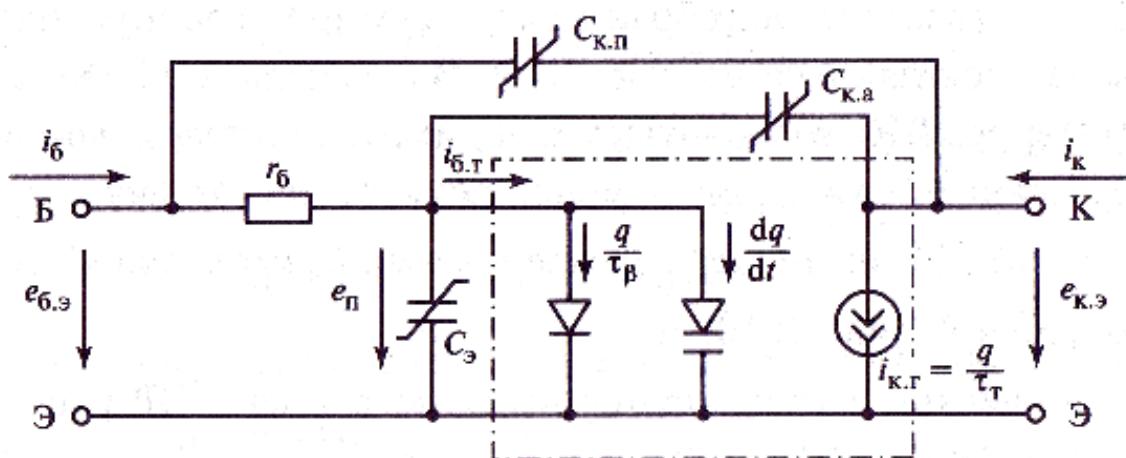
**Рис. 2.10. Импульс выходного тока АЭ в перенапряженном режиме (а) и его составляющие (б—г)**

Изложенные в этом параграфе подходы позволяют получить аналитические выражения для амплитуд гармонических составляющих симметричных импульсов достаточно сложной формы.

## 2.5. Нелинейная модель биполярного транзистора и аппроксимация ее характеристик

При изучении инерционных АЭ недостаточно использовать статические характеристики. Связь между токами и напряжениями в этом случае определяется системой нелинейных дифференциальных уравнений.

Примером инерционных АЭ являются биполярные транзисторы. Процессы в них в значительной части диапазона рабочих частот удовлетворительно описываются нелинейной зарядовой моделью (рис. 2.11), отражающей связь токов коллектора  $i_k$  и базы  $i_b$  с избы-



**Рис. 2.11. Нелинейная зарядовая модель биполярного транзистора (теоретическая модель обведена штрихпунктирной линией)**

точным зарядом  $q$  неосновных носителей в базе и зарядом барьерных емкостей эмиттерного  $C_e$  и коллекторного  $C_k$  переходов.

Емкость  $C_k$  принято разделять на две составляющие:

$$C_k = C_{k.a.} + C_{k.n} \quad (2.32)$$

где  $C_{ka}$  — емкость активной части, расположенной непосредственно под эмиттером;  $C_{kn}$  — емкость оставшейся, пассивной части перехода.

В соответствии со схемой рис. 2.11 запишем выражения для токов внутренней части (теоретической модели) биполярного транзистора (без учета  $r_6$ ,  $C_e$ ,  $C_k$ ):

$$i_{k.e} = q / \tau_\beta; i_{b.m} = q / \tau_t + dq / dt \quad (2.33)$$

Здесь  $i_{k.e}$  — ток коллекторного генератора тока, управляемого избыточным зарядом в базе;  $i_{b.m}$  — ток базы теоретической модели;  $\tau_t$  — среднее время пролета носителей через базу;  $\tau_\beta$  — среднее время жизни неосновных носителей в базе, определяющее рекомбинационную составляющую тока базы  $i_{b.rek} = q / \tau_\beta$

Величину  $\tau_t$  можно оценить по приводимой в справочниках граничной частоте  $\tau_t \approx 1 / \omega_{ep}$  а  $\tau_\beta \approx h_{21} \tau_t$ . Последнее соотношение вытекает непосредственно из (2.33), поскольку статический коэффициент передачи тока базы  $h_{21} = (i_{k.e} / i_{b.m})|_{dq/dt=0} = \tau_\beta / \tau_m$

Полные выражения для токов имеют вид:

$$i_k = i_{k.e} + i_{c.k}; i_b = i_{b.m} + C_e de_n / dt - i_{c.k} \quad (2.34)$$

где  $e_n$  — напряжение на эмиттерном переходе;  $i_{c.k}$  — ток смещения через суммарную емкость  $C_k$ ,

$$i_{c.k} = C_{c.k} \frac{d(e_{k.e} - e_n)}{dt} + C_{k.n} \frac{d(e_{k.e} - e_{b.m})}{dt} \quad (2.35)$$

Для расчета токов транзистора в нелинейном режиме на умеренно высоких частотах, как правило, используется метод заряда [1—3]. При этом принимается, что накопленный в базе заряд  $q$  и составляющая тока коллектора  $i_{k.g} = q / \tau_t$  безынерционно связаны с напряжением на эмиттерном переходе:

$$q = Q_{obp} (e^{e_n / \varphi_T} - 1); i_{k.e} = I_{k.o.m} (e^{e_n / \varphi_T} - 1), \quad (2.36)$$

где  $Q_{obp} = I_{k.o.m} \tau_t$ , а  $I_{k.o.m}$  — обратный тепловой ток коллектора;  $\varphi_T = kT/e$  — температурный потенциал ( $\varphi_T \approx 25 \dots 33$  мВ при  $T =$

290...400 К). Фактически накопленный заряд  $q$  и ток  $\Gamma_{к.г}$  запаздывают на время  $(0,2—0,4)\tau_t$  относительно изменения напряжения на переходе  $e_n$ . Этим запаздыванием можно пренебречь, если рабочая частота не превышает граничной частоты коэффициента усиления транзистора по току в схеме с общим эмиттером:  $\omega < \omega_{гр}$  и  $1/\tau_t$ , где рассматриваемая модель применима.

Дополним (2.33)–(2.36) дифференциальным уравнением для напряжения на переходе. Для этого в соответствии со схемой рис. 2.11 запишем составляющую тока базы, протекающую через эмиттерный переход,  $i_{б.п} = i_{б.t} + C_3 de_n/dt$  как сумму токов через сопротивление базы и емкость  $C_{к.a}$ :

$$i_{б.m} = \frac{e_{б.3} - e_n}{r_b} + C_{к.a} \frac{d(e_{к.3} - e_n)}{dt}$$

Подставив в это уравнение  $i_{б.t}$  из (2.33), получим

$$e_n + r_b \left[ \frac{q}{\tau_\beta} + \frac{dq}{dt} + (C_3 + C_{к.a}) \frac{de_n}{dt} \right] = e_{б.3} + C_{к.a} \frac{de_{к.3}}{dt}$$

(2.37)

Система уравнений (2.33)–(2.37) описывает процессы в транзисторе, работающем в активной области и области отсечки. Для инженерных расчетов усилителей мощности и умножителей частоты малой кратности нелинейную зависимость (2.36) в области рабочих значений накопленного заряда можно заменить кусочно-линейной:

$$q = C_{диф}(e_n - E') \Big|_{e_n > E'} = C_{диф}(e_n - E') \Big|_{о} \quad (2.38)$$

где  $C_{диф}$  — средняя для активной области диффузионная емкость;  $E'$  — напряжение отсечки (индекс «о» показывает, что транзистор открыт).

Подставив (2.38) в (2.33), получим аппроксимированные характеристики токов теоретической модели:

$$i_{к.e} = S_n (e_n - E')_{о} ; \quad (2.39)$$

$$i_{б.m} = \frac{(e_n - E')_{о}}{r_b} + C_{диф} \frac{d(e_n - E')_{о}}{dt} \quad (2.40)$$

где  $S_n = C_{диф}/\tau_t$  — усредненная крутизна коллекторного тока по напряжению на переходе:  $1 / r_b$  — усредненная крутизна рекомбинационной составляющей базового тока, причем  $1/r_b = C_{диф} / \tau_t = S_n / h_{213}$ .

Дифференциальные параметры зарядовой модели  $\tilde{C}_{\text{диф}} = dq / de_n$  и  $1/\tilde{r}_\beta = d(q/\tau_\beta)/de_n$  пропорциональны крутизне коллекторного тока  $S_n = di_{\kappa,\text{г}}/e_{\text{п}}$  и, следовательно, согласно (2.36) при  $i_{\kappa,\text{г}} \gg I_{\text{к.о.т}}$  линейно зависят от тока коллектора:

$$\tilde{C}_{\text{диф}} = \tau_T \tilde{S}_n, 1/\tilde{r}_\beta = \tilde{S}_n/h_{21}, \tilde{S}_n = i_{\kappa,\text{г}} / \varphi_T \quad (2.41)$$

В связи с этим для повышения точности расчетов при применении кусочно-линейной аппроксимации характеристик транзистора (2.38)–(2.40) необходимо учитывать высоту импульса коллекторного тока  $i_{\kappa,\text{м}}$ . Рекомендуется брать усредненные параметры  $C_{\text{диф}}$ ,  $S_n$  и  $1/\tau_\beta$  равными их дифференциальным значениям при токе  $i_{\kappa,\text{г}} = 0,5i_{\kappa,\text{м}}$  и проводить прямую, аппроксимирующую вольт-амперную характеристику  $i_{\kappa,\text{г}}(e_{\text{п}})$ , через точку, соответствующую току  $i_{\kappa,\text{м}}$ .

Согласно (2.41) крутизна  $\tilde{S}_n$  обратно пропорциональна  $\varphi_T = kT/e$ , т.е. абсолютной температуре коллекторного перехода  $T$ . При полном использовании транзистора по мощности температура перехода близка к максимально допустимой ( $t = 120\dots 150$  °C). В этом случае  $\varphi_T = (33\dots 35)$  мВ и можно приблизенно принять  $S_n = \frac{0,5i_{\kappa,\text{м}}}{\varphi_T} = (15\dots 14)i_{\kappa,\text{м}}$

В статическом режиме ток коллектора  $i_{\kappa}$  равен току генератора  $i_{\kappa,\text{г}}$ , а напряжение  $e_{\delta,\text{з}} = e_{\text{п}} + i_{\delta}r_{\delta}$ .

Из этого равенства и из (2.39), (2.40) следует, что аппроксимированные характеристики определяются соотношениями:

$$i_{\kappa} = S(e_{\delta,\text{з}} - E') \Big|_{e_{\delta,\text{з}} \geq E'} \quad (2.42)$$

$$i_{\delta} = S_{\delta}(e_{\delta,\text{з}} - E') \Big|_{e_{\delta,\text{з}} \geq E'} \quad (2.43)$$

где  $S = K_n S_n$ ;  $S_{\delta} = K_n/r_{\beta}$ ;  $K_n$  — средний для активной области коэффициент деления напряжения во входной цепи транзистора на низких частотах,  $K_n = (U_n/U_{\delta,\text{з}})_{\omega \rightarrow 0} = r_{\beta}/(r_{\beta} + r_{\delta})$  (2.44)

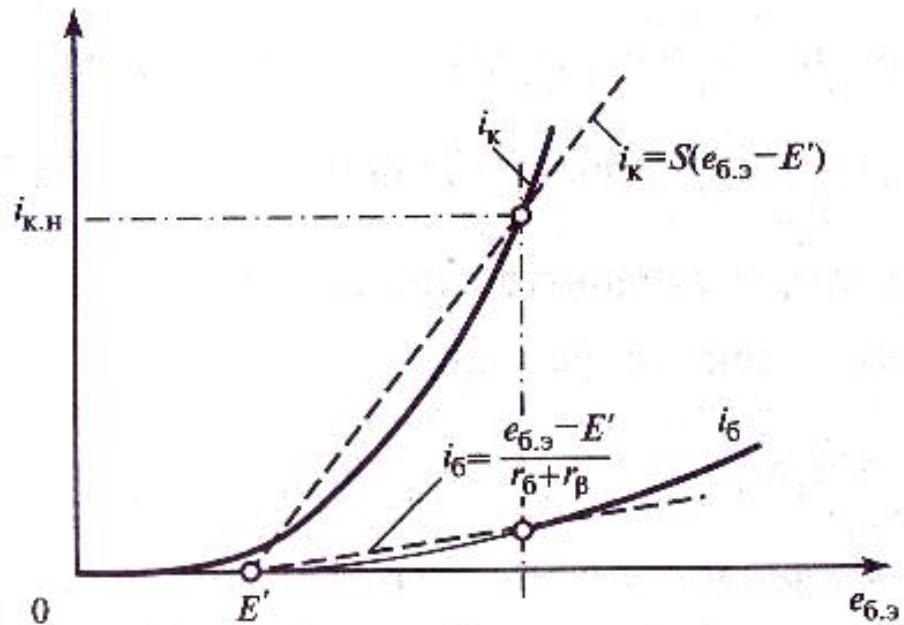


Рис. 2.12. Статические характеристики  $i_K, i_B(e_{6..3})$  соответствующие зарядовой модели, и их аппроксимация

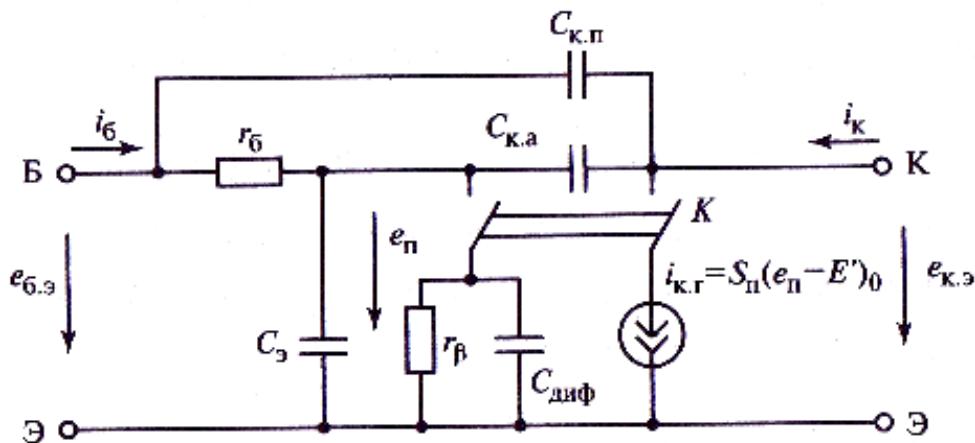


Рис. 2.13. Кусочно-линейная высокочастотная модель биполярного транзистора для областей активной и отсечки

Пример аппроксимации статических характеристик  $i_B(e_{6..3})$  и  $i_K(e_{6..3})$  показан на рис. 2.12.

Принятой полигональной аппроксимации соответствует кусочно-линейная высокочастотная модель биполярного транзистора (рис. 2.13). Для упрощения анализа нелинейные емкости  $C_{k.a}$ ,  $C_{k.p}$  и  $C_s$  здесь также заменены постоянными, равными средним для рабочих интервалов напряжений значениям. При замкнутом положении ключа  $K$  транзистор находится в активной области, при разомкнутом — в области отсечки. Переход из одной области в другую происходит в тот момент, когда напряжение на переходе  $e_n$  проходит через напряжение отсечки  $E'$ .

## 2.6. Формы токов биполярного транзистора с учетом его инерционности при возбуждении от источника напряжения

Рассчитаем временные зависимости токов транзистора, принимая, как и ранее, что напряжения на его входе и выходе являются гармоническими:

$$e_{\delta,3} = E_c + U_{\delta,3} \cos \tau; e_{k,3} = E_k + U_{k,3} \cos(\tau + \varphi_k) \quad (2.45)$$

где  $\tau = \omega t$ ;  $\varphi_k$  — начальная фаза переменного напряжения на коллекторе. В соответствии со схемой, приведенной на рис. 2.13, для определения формы импульсов токов  $i_k(\tau)$ ,  $i_\delta(\tau)$  необходимо найти зависимость  $e_n(\tau)$ . Дифференциальное уравнение, определяющее связь напряжения на переходе  $e_n(\tau)$  с внешними напряжениями  $e_{\delta,3}$  и  $e_{k,3}$ , можно получить из уравнения (2.37), заменив в нем нелинейную зависимость  $q(e_n)$  кусочно-линейной (2.38).

Для наглядности решим задачу поэтапно. На первом этапе примем  $C_{k,a} = 0$  и  $C_{k,p} = 0$  и составим уравнения для  $e_n(\tau)$ , исходя непосредственно из кусочно-линейной высокочастотной модели транзистора (см. рис. 2.13). Введем постоянные времени входной цепи транзистора для активной области (эмиттерный переход открыт) и области отсечки (переход закрыт):

$$\tau_s = K_n r_\delta (C_{\partial u\phi} + C_s), \tau_3 = r_\delta C_s$$

и найдем операторные выражения для коэффициента передачи по напряжению в этих областях:

$$\left. \frac{e_n}{e_{\delta,3}} \right|_{e_n > E'} = \frac{K_{II}}{1 + p \tau_s}; \left. \frac{e_n}{e_{\delta,3}} \right|_{e_n < E'} = \frac{1}{1 + p \tau_3}, \quad (2.46)$$

Этим выражениям соответствуют уравнения, определяющие напряжение на переходе в операторной форме,

$$\begin{cases} (\tau_s p + 1)e_n = K_n e_{\delta,3}; e_n \geq E', \\ (\tau_3 p + 1)e_n = e_{\delta,3}; e_n > E', \end{cases} \quad (2.47)$$

Заменяя  $p$  оператором дифференцирования  $p = d/dt$  и вводя в (2.45) параметр  $\cos \Theta_H = -(E_c - E')/U_{\delta,3}$ , получаем дифференциаль-

ные уравнения относительно  $e_n$  для открытого и закрытого транзистора:

$$\begin{aligned}\omega\tau_s(de_n/d\tau) + e_n - E' &= K_n U_{\delta_3}(\cos\tau - \cos\Theta_n), e_n \geq E' \\ \omega\tau_s(de_n/d\tau) + e_n - E' &= U_{\delta_3}(\cos\tau - \cos\Theta_n), e_n < E'\end{aligned}\quad (2.48)$$

Из (2.48) видно, что при  $\omega \rightarrow 0$  транзистор открывается при  $\tau = -\Theta_n$  и запирается при  $\tau = \Theta_n$ , поэтому  $\Theta_n$  принято называть *низкочастотным углом отсечки*.

Рассмотрим далее случай  $\omega\tau_s \ll 1$ , когда согласно (2.48) напряжение на переходе в области отсечки равно входному и транзистор открывается при  $\tau = -\Theta_n$ . В этот момент  $e_n(\tau)$  становится равным  $E'$  и продолжает возрастать, поэтому вступает в силу первое уравнение (2.48). Его решение при начальном условии  $e_n(-\Theta_n) = E'$  имеет вид

$$(e_n - E')_o = K_n U_{\delta_3} \left\{ \left[ \frac{\cos(\tau + \varphi_s)}{\sqrt{1 + (\omega\tau_s)^2}} - \cos\Theta_n \right] - \left[ \frac{\cos(-\Theta + \varphi_s)}{\sqrt{1 + (\omega\tau_s)^2}} - \cos\Theta_n \right] e^{-\frac{\tau + \Theta_n}{\omega\tau_s}} \right\} \quad (2.49)$$

где  $\varphi_s = -\arctg \omega\tau_s$ .

Решение содержит вынужденную  $e_{n,\text{вых}}$  (первое слагаемое в фигурных скобках) и свободную  $e_{n,\text{св}}$  (второе слагаемое) составляющие. Амплитуда  $K_n U_{\delta_3} / \sqrt{1 + (\omega\tau_s)^2}$  и фаза  $\varphi_s$  вынужденной составляющей определяются соответственно модулем и фазой коэффициента передачи напряжений  $\dot{U}_n / \dot{U}_{\delta_3}$  в активной области:

$$K_n = \dot{U}_n / \dot{U}_{\delta_3} = K_n / (1 + j\omega\tau_s)$$

Это выражение совпадает с операторным коэффициентом передачи (2.46) при замене  $p$  на  $j\omega$ .

Временные диаграммы напряжения на переходе  $e_n(\tau)$ , его составляющих и токов  $i_{\text{к.г}}(\tau)$ ,  $i_b(\tau)$ ,  $i_s(\tau)$ , рассчитанные при

$C_{\text{к.а}} = C_{\text{к.п}} = 0$  по (2.39), (2.40), показаны на рис. 2.14.

Из рис. 2.14, а видно, что транзистор открывается в момент  $\tau = -\Theta_n$ , когда  $e_n = E'$ . На низких частотах ( $\omega\tau_s \rightarrow 0$ ) транзистор закрылся бы

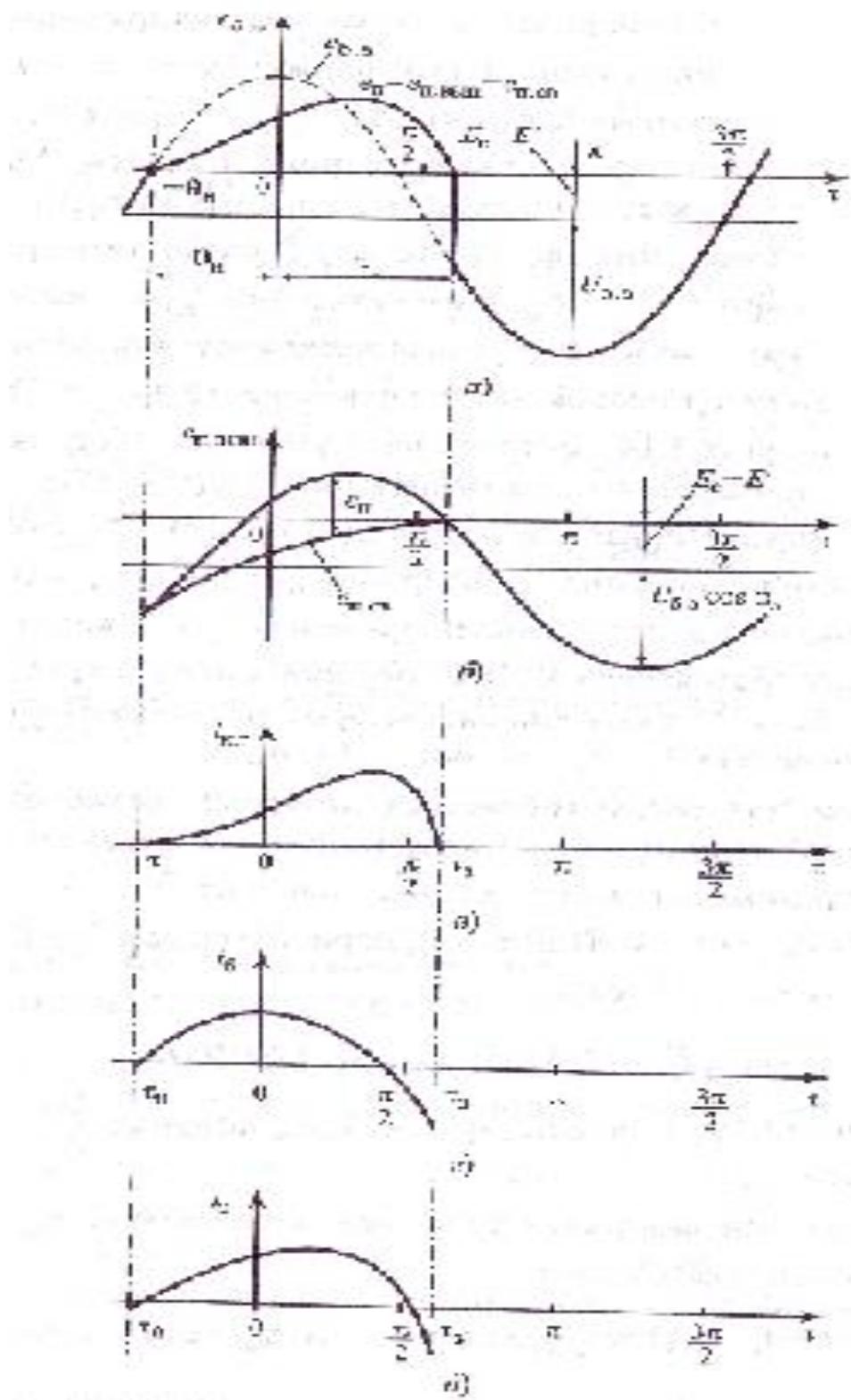


Рис 2.14 Временные диаграммы напряжений на входе  $e_{B..}$  эмиттерном переходе  $e_{B..}$  (а), свободной ( $e_{B..св}$ ) и вынужденной ( $e_{B..вын}$ ) составляющих  $e_{B..}$  (б) и токов коллектора (в), базы (г) и эмиттера (д) при возбуждении биполярного транзистора от генератора напряжения

при  $\tau = \Theta_n$ . Однако на высоких частотах импульс напряжения  $e_n(\tau)$  в активной области и повторяющий его форму импульс тока  $i(\tau) = i_{k,g}(\tau)$  (2.39) имеет затянутый фронт ( $de_n/d\tau = 0$  при  $\tau = -\Theta_n$ ), что обусловлено процессом заряда диффузионной емкости. Максимум этого импульса запаздывает относительно максимума  $e_{\delta,\alpha}$  на угол  $\tau_m$ , несколько меньший значения  $-\varphi_s = \arctg \omega \tau_s$ . В результате транзистор запирается позже, при  $\tau = \tau_3 > \Theta_n$ , и импульс тока  $i_{k,g}(\tau)$  расширяется. Параметр импульса  $\tau_3$  называют углом запирания. Он находится из условия равенства нулю правой части уравнения (2.49) при  $\tau = \tau_3$ .

Базовый ток на рис. 2.14 построен как сумма двух составляющих, одна из которых пропорциональна напряжению  $(e_n(\tau) - E')_0$ , другая — производной от него. Первая составляющая  $i_{b,p1}(\tau) = (e_n(\tau) - E')_0/r_B$  есть ток через сопротивление  $r_B$ , вторая  $i_{b,p2}(\tau) = \omega C_{\text{диф}} de_n / d\tau$  — зарядный ток диффузионной емкости, причем  $i_{b,p2} < 0$ , когда  $de_n / dx < 0$ , т.е. емкость разряжается. Это обуславливает отрицательный выброс в токе базы. Отрицательный выброс наблюдается и в эмиттерном токе, поскольку  $i_e = i_k + i_b$  (рис. 2.14,  $\delta$ ).

Характерным для рассматриваемых диаграмм является момент, соответствующий углу  $\tau_m$ , когда напряжение на переходе  $e_n$  и ток коллектора  $i_k$  принимают максимальные значения. Угол  $\tau_m$  определяется из условия  $de_n/d\tau = 0$ . При  $\tau = \tau_m$  первое слагаемое в (2.48) пропадает, что позволяет записать

$$(e_n - E')_m = K_n U_{\delta,\alpha} (\cos \tau_m - \cos \Theta_n), \quad (2.50)$$

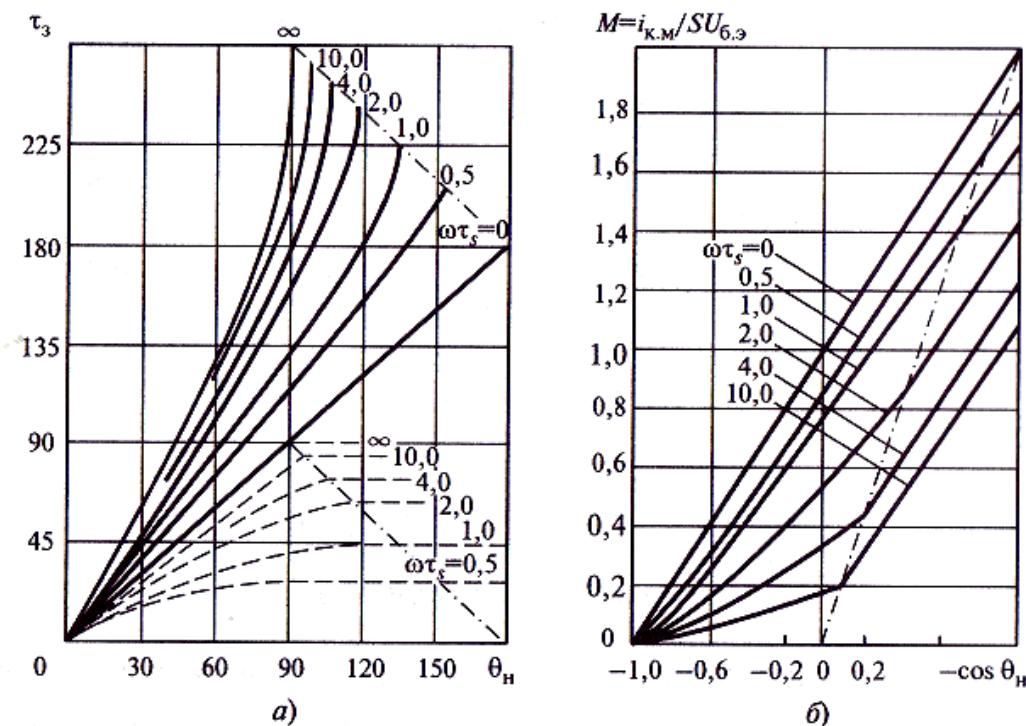
откуда согласно (2.39) и равенству  $S = K_n S_n$  получим  $i_{k,m} = i_k(\tau_m) = S U_{\delta,\alpha} (\cos \tau_m - \cos \Theta_n)$

Зависимости угла запирания  $\tau_3$ , момента максимума  $\tau_m$  и относительной высоты импульса тока

$$M(\Theta_n, \omega \tau_s) = i_{k,m} / (S U_{\delta,\alpha}) = \cos \tau_m - \cos \Theta_n \quad (2.51)$$

от угла отсечки  $\Theta_n$  при разных значениях  $\omega \tau_s$ , приведены на рис. 2.15.

Штрихпунктирными линиями показаны границы перехода транзистора в линейный режим работы (класс A). Как видим, при уменьшении угла отсечки все три величины:  $\tau_3$ ,  $\tau_m$  и  $M$  уменьшаются от своих



**Рис. 2.15. Зависимости угла запирания  $\tau_3$  (сплошные линии), момента максимума тока  $\tau_m$  (штриховые линии) (а) и относительной высоты импульса тока (б) от угла отсечки  $\Theta_H$**

границных значений до нуля при  $\Theta_H = 0$ . Рассмотренные зависимости использованы далее при гармоническом анализе токов транзистора.

## 2.7. Гармонический анализ токов. Расчет $Y$ -параметров транзистора в режиме большого сигнала

Рассмотрим гармонические составляющие токов коллектора и базы при воздействии на входе транзистора гармонического напряжения большой амплитуды (2.45). В кусочно-линейной модели (см. рис. 2.13) токи  $i_{K,g}(\tau)$  и  $i_{B,T}(\tau)$  связаны линейными соотношениями (2.39) и (2.40) с напряжением на переходе в активной области  $(e_{n\pi} - E')_0$ . Покажем, что в этом случае для расчета гармоник токов достаточно знать гармонический состав напряжения на переходе.

Пусть зависимость  $(e_{n\pi} - E')_0$  представлена рядом Фурье:

$$(2.52) \quad (e_{n\pi} - E')_0 = \sum_{n=-\infty}^{\infty} U_{n\pi} e^{j n \tau}$$

причем комплексные амплитуды гармоник  $\dot{U}_{n\pi} = U_{n\pi} \exp j\varphi_n$  уже найдены.

Тогда, подставляя (2.52) в (2.39) и (2.40), получаем

$$i_{\kappa,\Gamma}(\tau) = S_{\Pi} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{U}_{\Pi n}^{\circ} e^{jn\tau} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{I}_{\kappa n} e^{jn\tau};$$

$$i_{6,\Pi} = \frac{(e_{\Pi} - E')_0}{r_{\beta}} + \omega C_{\text{диф}} \frac{de_{\Pi}}{d\tau} = \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left( \frac{1}{r_{\beta}} + jn\omega C_{\text{диф}} \right) \dot{U}_{\Pi n}^{\circ} e^{jn\tau},$$

Откуда

$$\dot{I}_{\kappa n} = S_{\Pi} \dot{U}_{\Pi n}^{\circ}; \quad (2.53)$$

$$\dot{I}_{6n} = (1/r_{\beta} + jn\omega C_{\text{диф}}) \dot{U}_{\Pi n}^{\circ} \quad (2.54)$$

Согласно (2.53) и (2.54) каждая из гармоник токов  $\dot{I}_{\kappa n}$  и  $\dot{I}_{6n}$  связана с гармоникой напряжения  $\dot{U}_{\Pi n}^{\circ}$  линейным коэффициентом передачи, причем если последний зависит от частоты, то его значение определяется на частоте  $n$ -й гармоники, т.е.  $n\omega$ .

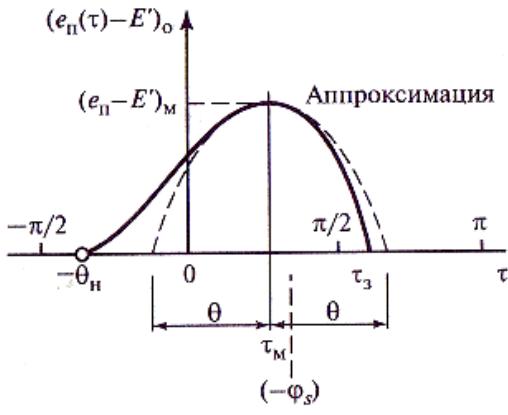
Зная аналитические выражения для импульсов напряжения  $e_{\Pi}(\tau)$ , можно строго решить задачу их гармонического анализа. Однако получающиеся при этом комплексные коэффициенты разложения зависят от трех параметров:  $\cos \Theta_n$ ,  $\omega \tau_s$  и  $\omega \tau_o$ , что затрудняет их практическое использование. Поэтому для инженерных расчетов импульсы аппроксимируют отрезками косинусоидальных функций с углом отсечки  $\Theta$ , который принято называть высокочастотным [1—3, 12]. Заметим, что  $\Theta \neq \Theta_n$ , однако при расчете гармонических составляющих аппроксимированных импульсов можно использовать обычные коэффициенты разложения  $\alpha_n(\Theta), \gamma_n(\Theta), g_n(\Theta)$ ,  $n = 0, 1, 2$ , что упрощает исследование.

Аппроксимируем импульс  $(e_{\Pi} - E')_0$  в активной области (рис. 2.16) так, чтобы амплитуда его косинусоидальной образующей равнялась амплитуде вынужденной составляющей  $K_n U_{6,o} / \sqrt{1 + (\omega \tau_s)^2} = K_n U_{6,o} \cos \varphi_s$ , а положение и высота максимума совпадали с точными значениями, найденными из (2.50) (см. рис. 2.15). Этим условиям удовлетворяет импульс

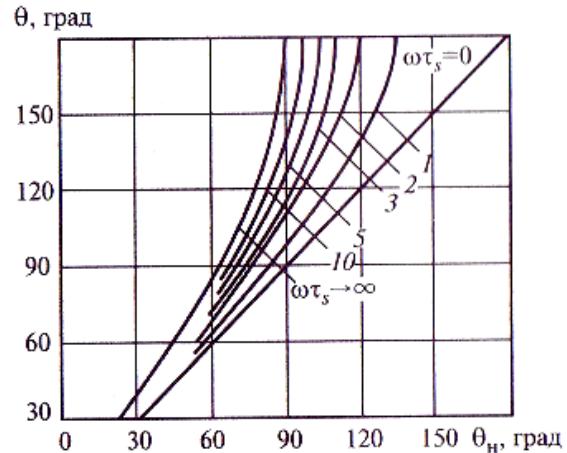
$$(e_n - E')_0 = K_n U_{6,o} \cos \varphi_s [\cos(\tau - \tau_m) - \cos \Theta]_{e_n > E}; \quad (2.55)$$

высотой

$$(e_n - E')_m = K_n U_{6,o} \cos \varphi_s (1 - \cos \Theta) \quad (2.56)$$



**Рис. 2.16. Импульс открывающего напряжения на эмиттерном переходе инерционного биполярного транзистора и его косинусоидальная аппроксимация**



**Рис. 2.17. Зависимость высокочастотного угла отсечки  $\Theta$  от низкочастотного  $\theta_H$  при разных  $\omega\tau_s$  (возбуждение напряжением)**

Приравнивая (2.56) точному значениюю  $(e_{\text{п}} - E')_M$  из (2.50), получаем формулу для определения угла отсечки как функции  $\Theta_H$  и  $\omega\tau_s$ :

$$\cos \Theta = -M(\Theta_H, \omega\tau_s) / \cos \varphi_s + 1. \quad (2.57)$$

Результаты расчета зависимостей  $\Theta$  ( $\Theta_H, \omega\tau_s$ ) показаны на рис. 2.17.

Итак, аппроксимирующий импульс (2.55) имеет форму усеченной косинусоиды, запаздывающей относительно внешнего воздействия  $e_{\text{б}}(\tau)$  на угол  $\tau_M$ . Это означает, что амплитуды гармонических составляющих импульса определяются коэффициентами разложения  $\gamma(\Theta)$ , а фазы гармоник  $\varphi_n = -n\tau_M$ , т.е.

$$U_{n0} = \frac{K_n U_{\delta,0}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_s)^2}} \gamma_0(\Theta)$$

(2.58)

$$\dot{U}_{nn}^{\circ} = \frac{K_n U_{\delta,0}}{\sqrt{1 + (\omega\tau_s)^2}} \gamma_n(\Theta) e^{-jn\tau_M}, n = 1, 2, \dots$$

(2.59)

Напомним, что зависимости  $\tau_M(\Theta, \omega\tau_s)$  даны на рис. 2.15. Подставив (2.58), (2.59) в (2.53), (2.54), сразу найдем гармоники токов коллектора и базы. В частности, для постоянных составляющих

$$I_{k0} = S U_{\delta,0} \gamma_0(\Theta) / \sqrt{1 + (\omega\tau_s)^2}; \quad (2.60)$$

$$I_{\delta k0} = S_{\delta} U_{\delta,0} \gamma_0(\Theta) / \sqrt{1 + (\omega\tau_s)^2}, \quad (2.61)$$

где  $S = K_n S_{\Pi}$ ;  $S_{\delta} = K_{\Pi}/r_{\beta}$  — крутизна статических характеристик  $i_{\kappa}(e_{6.3})$ ,  $i_{\delta}(e_{6.3})$ . Как видим, отношение постоянных составляющих токов не зависит от частоты  $I_{k0}/I_{\delta0} = S/S_{\delta} = h_{21\vartheta}$ .

Выражение (2.59) для первой гармоники напряжения  $(e_{\Pi} - E')_0$  удобно записать иначе:

$$\dot{U}_{n1}^{\circ} = \frac{K_n \dot{U}_{\delta.3}}{1 + j\omega\tau_s} \gamma_1(\Theta) \quad (2.62)$$

Здесь введен коэффициент передачи по напряжению  $\dot{U}_n/\dot{U}_{\delta.3} = K_{\Pi}/(1 + j(\omega\tau_s))$ , а для компенсации его фазового угла  $\varphi_s = -\arctg\omega\tau_s$  соответствующая поправка внесена в фазу комплексного коэффициента разложения

$$\gamma_1(\Theta) = \gamma_1(\Theta)e^{-j(\varphi_s + \tau_m)} \quad (2.63)$$

С учетом (2.62), (2.63) для первых гармоник токов имеем

$$\dot{I}_{\kappa 1} = Y_{21}^{\circ} \gamma_1(\Theta) \dot{U}_{\delta.3}, \dot{I}_{\delta 1} = Y_{21}^{\circ} \gamma_1(\Theta) \dot{U}_{\delta.3} \quad (2.64)$$

где

$$Y_{21}^{\circ} = \frac{S}{1 + j\omega\tau_s}, Y_{21}^{\circ} = \frac{S_{\delta}(1 + j\omega\tau_{\beta})}{1 + j\omega\tau_s} \quad (2.65)$$

— комплексная крутизна соответственно коллекторного и базового тока открытого транзистора.

Сравнение с точным гармоническим анализом показывает, что относительная погрешность аппроксимации реального импульса симметричным косинусоидальным растет с уменьшением  $\Theta$  и увеличением  $\omega\tau_s$ , однако для  $n = 0,1$  при  $\Theta > 30^\circ$  погрешность не превышает 20 % как по модулю, так и по фазе при любой частоте. Для  $n = 2, \dots, 4$  аппроксимация дает погрешность менее 20% в области максимума зависимостей  $\gamma_n(\Theta)$ , т.е. при  $\Theta \approx 189/n$ . В то же время для оценки максимальных значений амплитуд гармоник при  $n \geq 2$  принятая аппроксимация неприменима, поскольку реальный импульс несимметричен и его синусоидальная и косинусоидальная составляющие никогда одновременно не обращаются в нуль (см. рис. 2.14).

До сих пор при расчете временных зависимостей и гармоническом анализе напряжения  $(e_{\Pi} - E')$  и токов  $i_{\kappa}(\tau)$ ,  $i_{\delta}(\tau)$  не учитывались емкости  $C_{\kappa,a}$  и  $C_{\kappa,p}$  нелинейной модели транзистора (см. рис. 2.13). Их влияние может быть существенным на достаточно высоких часто-

так. Покажем, как решается задача с учетом этих емкостей в случае, когда выходная цепь каскада настроена на первую гармонику, т.е. согласно (2.45)

$$e_{\kappa,\varepsilon}(\tau) = E_\kappa + U_{\kappa,\varepsilon} \cos(\tau + \varphi_\kappa)$$

При составлении уравнения для напряжения на эмиттерном переходе  $e_\pi(\tau)$ , как и ранее, можно исходить из уравнения (2.37). В его правую часть входит напряжение, которое назовем управляющим,  $e_y = e_{\delta,\varepsilon} + \tau \kappa (de_{\kappa,\varepsilon}/dt)$ . Аналогичную замену при  $U_{\kappa,\varepsilon} \neq 0$  следует выполнить в правой части операторного уравнения (2.47).

Управляющее напряжение, так же как  $e_{\delta,\varepsilon}$  и  $e_{\kappa,\varepsilon}$ , является суммой напряжения смещения и гармонического напряжения:

$$e_y = E_c + U_y \cos(\tau + \varphi_y), \quad (2.66)$$

где  $U_y$ ,  $\varphi_y$  — модуль и фаза комплексной амплитуды,

$$\dot{U}_y = U_y \exp(j\varphi_y) = \dot{U}_{\delta,\varepsilon} + j\omega \tau \dot{U}_{\kappa,\varepsilon} \quad (2.67)$$

Выберем начало отсчета времени так, чтобы фаза  $\varphi_y$  равнялась нулю, и подставим (2.66) в правую часть (2.47). Заменив в левой части оператор  $p$  на  $d/dt$ , получим дифференциальное уравнение для  $e_\pi(\tau)$ :

$$\begin{aligned} \omega \tau_s de_\pi / d\tau + e_\pi - E' &= K_\pi U_y (\cos \tau - \cos \Theta_H), e_\pi \geq E' \\ \omega \tau_s de_\pi / d\tau + e_\pi - E' &= U_y (\cos \tau - \cos \Theta_H), e_\pi < E \end{aligned} \quad (2.68)$$

Это уравнение отличается от (2.48) только правой частью, в которой амплитуда  $U_{\delta,\varepsilon}$  заменена на  $U_y$ , а низкочастотный угол отсечки определяется соотношением

$$\cos \Theta_H = -(E_c - E')/U_y. \quad (2.69)$$

Отсюда вытекает, что рассмотренные в § 2.6 временные зависимости напряжения  $e_\pi(\tau)$  и токов транзистора  $i_k(\tau)$ ,  $i_\delta(\tau)$ , а также результаты гармонического анализа (с учетом указанной замены) остаются в силе. В частности, при вычислении гармонических составляющих токов нужно в (2.64) заменить  $U_{\delta,\varepsilon}$  на  $U_y$  и учесть в соответствии с (2.34), (2.35) ток смещения через коллекторную емкость ( $C_k = C_{k,a} + C_{k,p}$ ). В результате получаем

$$\begin{aligned} \dot{I}_{\delta 1} &= Y_{11}^\circ \gamma_1(\Theta) \dot{U}_y - j\omega C_k \dot{U}_{\kappa,\varepsilon} \\ \dot{I}_{\kappa 1} &= Y_{11}^\circ \gamma_1(\Theta) \dot{U}_y + j\omega C_k \dot{U}_{\kappa,\varepsilon} \end{aligned}$$

Заменив здесь  $\dot{U}_y$  по (2.67) и сгруппировав члены при комплексных амплитудах  $\dot{U}_{\delta,\omega}, \dot{U}_{\kappa,\omega}$ , запишем  $\dot{I}_{\kappa 1}, \dot{I}_{\delta 1}$  через усредненные по первой гармонике Y-параметры транзистора:

$$(2.70) \quad \begin{aligned} \dot{I}_{\delta 1} &= Y_{11}^{\circ} \dot{U}_{\delta,\omega} + Y_{12}^{\circ} \dot{U}_{\kappa,\omega} \\ \dot{I}_{\kappa 1} &= Y_{21}^{\circ} \dot{U}_{\delta,\omega} + Y_{22}^{\circ} \dot{U}_{\kappa,\omega} \end{aligned}$$

где

$$(2.71) \quad \begin{aligned} Y_{11} &= Y_{11}^{\circ} \gamma_1(\Theta) + j\omega C_{\kappa}; Y_{12} = -j\omega \tau_{\kappa} \dot{Y}_{11}^{\circ} \gamma_1(\Theta) - j\omega C_{\kappa} \\ Y_{21} &= \dot{Y}_{21}^{\circ} \gamma_1(\Theta) + j\omega C_{\kappa}; Y_{22} = -j\omega \tau_{\kappa} \dot{Y}_{11}^{\circ} \gamma_1(\Theta) + j\omega C_{\kappa} \end{aligned}$$

Уравнения (2.70) не являются линейными, так как  $\Theta$  зависит от амплитуды  $U_y$  и напряжения смещения  $E_c$ . Это следует иметь в виду как при расчете, так и при экспериментальном определении Y-параметров.

## 2.8. Гармонический анализ токов и напряжений в биполярном транзисторе при возбуждении от источника тока

При разработке генераторов мощностью  $P_I \geq 0,5$  Вт трудно обеспечить гармоническое входное напряжение. Это объясняется тем, что входное сопротивление транзистора, усредненное по первой гармонике тока, оказывается малым — несколько ом и менее. В этих условиях выходное сопротивление источника возбуждения для высших гармоник значительно превышает входное сопротивление транзистора по первой гармонике и гармоническим (или близким к нему) следует принять входной ток  $i_{\delta}(\tau) = I_{60} + I_{61} \cos \tau$ , где  $I_{60}$  — постоянная составляющая;  $I_{61}$  — амплитуда первой гармоники тока базы.

Как и в § 2.6, рассмотрим сначала процессы в транзисторе, положив  $C_{\kappa,a} = C_{\kappa,p} = 0$ . В соответствии со схемой рис. 2.13 получим уравнение для напряжения на переходе:

$$(2.72) \quad \left. \begin{aligned} \omega C_{\text{д.э}} \frac{de_{\pi}}{d\tau} + \frac{e_{\pi} - E'}{r_{\beta}} &= I_{61} (\cos \tau - \cos \theta_I) \text{ при } e_{\pi} \geq E'; \\ \omega C_{\pi} \frac{de_{\pi}}{d\tau} &= I_{61} (\cos \tau - \cos \theta_I) \text{ при } e_{\pi} < E', \end{aligned} \right\}$$

где  $\cos \theta_I = -I_{60}/I_{61}$ ;  $\theta_I$  — момент времени, когда  $i_{\delta}(\tau) = 0$ ,  $C_{\text{д.э.}} = C_{\text{диф}} + C_{\pi}$ .

Решение этого уравнения в установившемся периодическом режиме запишем в виде:

$$\begin{cases} (e_n - E') = r_\beta I_{\delta 1} \left\{ \left[ \frac{\cos(\tau + \varphi_\beta)}{\sqrt{1 + (\omega \tau_\beta)^2}} - \cos \Theta_1 \right] - \right. \\ \left. \left[ \frac{\cos(\tau_0 + \varphi_\beta)}{\sqrt{1 + (\omega \tau_\beta)^2}} - \cos \Theta_1 \right] e^{\frac{\tau - \tau_0}{\omega \tau_\beta}} \right\} n p u - e_\pi \geq E'; \\ (e_n - E')_3 = \frac{I_{\delta 1}}{\omega C_s} [\sin \tau - \sin \tau_3 - (\tau - \tau_3) \cos \Theta_1] - n p u - e_\pi < E' \end{cases} \quad (2.73)$$

где  $\tau_0, \tau_3$  — углы открывания и запирания транзистора;

$$\varphi_\beta = -\operatorname{arctg} \omega \tau_\beta. \quad (2.74)$$

При  $\tau_0 < \tau < \tau_3$  транзистор открыт, причем в момент закрывания

$$[e_\pi(\tau_3) - E'] = 0 \quad (2.75)$$

В интервале  $\tau_3 < \tau < \tau_0 + 2\pi$  транзистор закрыт, и в момент открытия

$$[e_\pi(\tau_0 + 2\pi) - E'] = 0. \quad (2.76)$$

Решив уравнения сшивания (2.75) и (2.76) совместно, найдем установившиеся значения  $\tau_0$  и  $\tau_3$ .

Импульс тока коллектора в соответствии с (2.42) повторяет по форме положительную полуволну напряжения

$(e_\pi - E')_0$ . Следовательно, форма импульса тока  $i_K(\tau)$  определяется первым из выражений (2.73). Анализ показывает, что, за исключением самых низких частот  $\omega < 0,5/\tau_\beta$ , импульс тока  $i_K(\tau)$  и положительная полуволна напряжения  $(e_\pi - E')_0$  могут быть аппроксимированы косинусоидальными импульсами с высокочастотным углом отсечки 0, а отрицательная полуволна  $(e_\pi - E')_0$  — косинусоидальным импульсом с углом отсечки ( $\pi - 0$ ) так, что

$$\begin{aligned} (e_\pi - E') &= r_\beta I_{\delta 1} \frac{\cos(\tau - \tau_m) - \cos(\Theta)}{\sqrt{1 + (\omega \tau_\beta)^2}}; \\ (e_\pi - E') &= I_{\delta 1} \frac{\cos(\tau - \tau_m) - \cos(\pi - \Theta)}{\omega C_s}; \end{aligned} \quad (2.77)$$

Значения  $\tau_m$  и  $\Theta$  зависят от  $\Theta_1$  и в первом приближении их можно определить по положению максимума тока, используя ту же аппроксимацию зависимости  $i_K(\tau)$ , что и в § 2.6 (см. рис. 2.16).

На высоких частотах ш  $\omega > 1/\tau_\beta$  током через  $r_\beta$  можно пренебречь, т.е. представить переход кусочно-постоянной емкостью, меняющейся скачком при  $e_n = E'$ . Гармонический ток  $i_\delta(\tau)$  создает в такой цепи две полуволны напряжения разной амплитуды, каждая из которых является отрезком симметричной косинусоиды со своим углом отсечки ( $\Theta$  и  $\pi - \Theta$  соответственно,  $\Theta \neq \Theta_I$ ):

$$\begin{aligned} (e_n - E')_+ &= I_{\delta 1} (\sin \tau - \cos \Theta) / (\omega C_{o,3}) \\ (e_n - E')_- &= I_{\delta 1} (\sin \tau + \cos(\pi - 0)) / (\omega C_o) \end{aligned} \quad (2.78)$$

Выражение (2.78) является функцией  $\tau$ , к которой стремится точное периодическое решение (2.73) при  $\omega \tau_\beta \rightarrow \infty$ . В этом случае рассчитывать угол отсечки удобнее не через ток  $I_{\delta 0}$ , который при предельном переходе обращается в нуль, а через постоянную составляющую напряжения на переходе, т.е. напряжение смещения  $E_c$ . Определив на основании (2.78) постоянные составляющие положительной и отрицательной полуволн напряжения ( $e_n(\tau) - E'$ ), получим

$$E_c - E'_c = \frac{I_{\delta 1}}{\omega C_{o,3}} \gamma(\Theta) - \frac{I_{\delta 1}}{\omega C_o} \gamma_0(\pi - \Theta) \quad (2.79)$$

По (2.79), задав  $I_{\delta 1}$  и  $\Theta$ , сразу находим требуемое смещение  $E_c$ .

Первые гармоники коллекторного тока и напряжения на переходе транзистора, возбуждаемого током базы, можно определить, воспользовавшись (2.77) и (2.39):

$$\dot{I}_{\kappa 1} = \frac{h_{213}}{1 + j\omega\tau_\beta} \gamma_1(\Theta) \dot{I}_{\delta 1}; \quad (2.80)$$

$$\dot{U}_{M1} = \left[ \frac{r_\beta}{1 + j\omega\tau_\beta} \gamma_1(\Theta) + \frac{1}{j\omega C_o} \gamma_1(\pi - \Theta) \right] \dot{I}_{\delta 1}, \quad (2.81)$$

где

$$\gamma_1(\Theta) = \gamma_1(\Theta) e^{(-j)(\varphi_\beta + \tau_m)}; \gamma_1(\pi - \Theta) = 1 - \gamma_1(\Theta). \quad (2.82)$$

Перейдем к учету влияния  $e_{\kappa,3}$  на выходной ток и входное напряжение. Для этого аналогично (2.67) по схеме рис. 2.13 найдем ток через эмиттерный переход при  $C_{\kappa,a} \neq 0$  и  $C_{\kappa,n} \neq 0$ :

$$i_y(\Theta) = i_\delta(\tau) + \omega C_{\kappa,a} \frac{d(e_{\kappa,3} - e_n)}{d\tau} + \omega C_{\kappa,n} \frac{d(e_{\kappa,3} - e_{\delta,3})}{d\tau} \approx i_\delta(\tau) + C_\kappa \frac{de_{\kappa,3}}{d\tau} \quad (2.83)$$

Считая переменную составляющую напряжения  $e_{\kappa,\alpha}$  гармонической, после преобразований, сходных с описанными в § 2.7, выражаем комплексные амплитуды первых гармоник напряжения на входе  $\dot{U}_{\delta,1}$  и тока на выходе  $\dot{I}_{K1}$  через комплексные амплитуды тока базы  $\dot{I}_{\delta 1}$  и напряжения на коллекторе  $\dot{U}_{\kappa,\alpha}$ :

$$\begin{aligned}\dot{U}_{\delta,1} &= H_{11} \dot{I}_{\delta 1} + H_{12} \dot{U}_{\kappa,\alpha} \\ \dot{I}_{K1} &= H_{21} \dot{I}_{\delta 1} + H_{22} \dot{U}_{\kappa,\alpha}\end{aligned}$$

(2.84)

В режиме с отсечкой комплексные  $H$ -параметры находим по формулам:

$$H_{11} = \frac{r_\beta \gamma_1(\Theta)}{1 + j\omega\tau_\beta} + \frac{\gamma_1(\pi - \Theta)}{j\omega C_s} + r_\delta; H_{12} = j\omega C_\kappa H_{11} - j\omega C_{\kappa,a} r_\delta; H_{21} = \frac{h_{12,\alpha} \gamma_1(\Theta)}{1 + j\omega\tau_\beta}; H_{22} = (1 + H_{21}) j\omega C_\kappa \quad (2.85)$$

Их удобно использовать при расчете генераторов, построенных так, что входной ток транзистора и напряжение на коллекторе можно считать гармоническими. Физический смысл  $H$ -параметров такой же, как в теории линейных четырехполюсников, но их расчет и измерения следует выполнять для тех амплитуд и углов отсечки, при которых предполагается применять транзистор.

## Контрольные вопросы и задания

1. Определите по рис. 2.2 параметры  $S$ ,  $E'$  и  $S_{kp}$  кусочно-линейной аппроксимации статических характеристик биполярного транзистора, предполагая, что  $e_{\text{вых4}} = 2B$
2. Постройте кусочно-линейную аппроксимацию проходной характеристики, по казанной на рис. 2.1, *a*, для расчета режима, в котором максимальный ток коллектора не превышает 3 А. Найдите параметры  $S$  и  $E'$  для новой аппроксимации и сравните с параметрами, соответствующими аппроксимации, показанной на рис. 2.2, *a*. Включить сопротивление 0,3 Ом? Постройте эти характеристики. Выполните кусочно-линейную аппроксимацию проходной, входной и выходных характеристик. Найдите параметры  $S$ ,  $E'$  к  $S_{kp}$ . Сравните их с параметрами аппроксимации, показанной на рис. 2.2, предполагая, что  $e_{\text{вых4}} = 2$  В.
4. Используя аппроксимации характеристик транзистора, приведенные на рис. 2.2, и полагая, что максимальное значение напряжения  $e_{\text{вх}} = 0,8$  В, найдите граничное (критическое) значение напряжения  $e_{\text{вых}}$ . Как оно изменится, если  $e_{\text{вх}}$  уменьшится до 0,75 В?

Рассчитайте угол отсечки коллекторного тока транзистора при амплитуде входного напряжения 1 В, если напряжение отсечки 0,6 В, а напряжение смещения на базе 0,3 В. Как он изменится, если сделать напряжение смещения равным нулю?

6. Используя аппроксимации характеристик транзистора, приведенные на рис. 2.2, и полагая, что критический режим работы транзистора достигается при  $E_c = 0,3$  В и  $U_{bx} = 0,5$  В, а напряжение питания коллектора  $E_n = 10$  В, найдите амплитуду колебательного напряжения на коллекторе в критическом режиме.

7. В усилительном каскаде транзистор работает на настроенную нагрузку. Режим критический. Каким станет режим, если:

- а) увеличить амплитуду входного гармонического напряжения;
- б) уменьшить напряжение смещения;
- в) увеличить сопротивление нагрузки;
- г) уменьшить сопротивление нагрузки;
- д) расстроить нагрузку, не изменения активную составляющую ее проводимости;
- е) уменьшить напряжение питания коллектора.

8. Транзистор работает с углом отсечки тока  $90^\circ$  и амплитудой входного напряжения  $U_{bx} = 0,5$  В. Напряжение отсечки  $E' = 0,6$  В. Каким нужно выбрать напряжение смещения, чтобы сделать угол отсечки равным  $60^\circ$ ? Как при этом изменится высота импульса тока? Как изменятся постоянная составляющая и амплитуды первой, второй и третьей гармоник коллекторного тока?

9. Транзистор работает с углом отсечки тока  $90^\circ$  и высотой импульса коллекторного тока 1 А. Какова амплитуда первой гармоники коллекторного тока? Как нужно выбрать напряжение смещения, чтобы сделать угол отсечки равным  $75^\circ$ ? Как при этом смещении изменяется высота импульса тока и амплитуда его первой гармоники?

10. Транзистор работает с углом отсечки тока  $90^\circ$  и амплитудой входного напряжения  $U_{bx} = 0,5$  В. В каких пределах нужно изменять напряжение смещения, чтобы амплитуда первой гармоники коллекторного тока изменялась на +60 %?

11. Для режима, в котором максимальный ток коллектора не превышает 3 А, постройте кусочно-линейную и кусочно-параболическую аппроксимации проходной характеристики, показанной на рис. 2.1, а, и сравните их по точности.

12. Чем отличается нелинейная зарядовая модель биполярного транзистора от эквивалентной схемы Джиаколетто?

13. Как аппроксимируются характеристики реактивных элементов высокочастотной эквивалентной схемы биполярного транзистора при построении его кусочно-линейной модели?

14. В чем состоят основные отличия импульсов коллекторного и базового токов в высокочастотной модели транзистора от аналогичных импульсов в низкочастотной модели при возбуждении транзистора от источника напряжения?

15. Как изменятся постоянная составляющая и амплитуда первой гармоники коллекторного тока транзистора, работавшего на низкой для него частоте с углом отсечки  $90^\circ$  и возбуждавшегося от источника напряжения, если, не изменения амплитуды напряжения возбуждения и напряжения смещения, повышать частоту напряжения возбуждения до значения, равного  $\omega_s = 1/\tau_s$ ? Как при таком переходе изменятся постоянная составляющая и первая гармоника базового тока?

## УЗКОПОЛОСНЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ С ОДНИМ АКТИВНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ

---

### 3.1. Задачи проектирования и реализации усилителей мощности

Усилители мощности, в которых АЭ работают в режимах с отсечкой тока и которые имеют хорошие энергетические характеристики, широко используются в выходных каскадах высокочастотных передатчиков. Простейшие схемы усилителей мощности (см. гл. 1) содержат по одному АЭ в каждом каскаде. Чтобы уменьшить мощность высших гармоник во внешней нагрузке таких усилителей, цепи согласования АЭ с нагрузкой делают относительно узкополосными. Основные этапы проектирования и практической реализации таких усилителей, рассматриваемые в данной главе, характерны и для процессов проектирования и реализации всех типов генераторов с внешним возбуждением.

Отправным пунктом проектирования выходного каскада передатчика является техническое задание, в котором оговариваются рабочая частота  $\omega$ , мощность в фидере  $P_f$  и вид модуляции.

Первая задача проектирования — оптимально выбрать АЭ и его режим. Критерии оптимальности определяются требованиями к экономическим и эксплуатационным показателям системы, в состав которой входит передатчик. Целесообразно выбирать наименее дорогой АЭ, на котором можно построить требуемый каскад. Поскольку стоимость АЭ резко увеличивается с ростом его максимальной рабочей частоты и номинальной мощности, то стремятся выбирать АЭ без значительного запаса по мощности и частоте.

При оптимизации режима выбранного АЭ возможна постановка двух задач: получить *наибольшую* или *заданную* (меньше максимальной) мощность в нагрузке. Оптимизация проводится с учетом ограничений по максимально допустимым параметрам АЭ (напряжениям, токам и др.), а также ограничений, указанных в техническом задании (питающие напряжения, рабочая температура и т.д.). При решении любой задачи следует стремиться к обеспечению наилучших энергетических показателей каскада, таких как КПД и коэффициент усиления по мощности.

После расчета оптимального по выбранному критерию режима АЭ необходимо учесть, что в реальном каскаде могут изменяться нагрузка, питающие напряжения и окружающие условия (температура, влажность и др.). Кроме того, характеристики и параметры самого АЭ имеют определенный разброс, поэтому важно уметь анализировать изменения режима АЭ под влиянием этих факторов и находить пути ослабления их влияния на работу генератора и обеспечения работы АЭ в оптимальном режиме.

Вторая задача проектирования — выбор схемы цепи согласования АЭ с нагрузкой и расчет параметров этой цепи. При ее решении опираются на требования к фильтрации высших гармоник выходного колебания и полосе частот передаваемых сигналов.

Рассмотрение перечисленных вопросов начнем с выбора режима АЭ в усилителях мощности. Для определенности рассмотрим усилитель мощности на биполярном транзисторе, включенном по схеме с общим эмиттером. Аналогичные результаты получаются для каскадов на электронной лампе с общим катодом и полевом транзисторе с общим истоком.

### **3.2. Выбор режима активного элемента в усилителе мощности**

Пусть задан тип транзистора и известно номинальное напряжение питания коллекторной цепи  $E_k$ . Требуется выбрать «степень напряженности» режима и нагрузку  $Z_H$  так, чтобы получить максимальную выходную мощность  $P_1$ , высокий КПД и достаточно большой коэффициент усиления по мощности.

В режимах с гармоническим напряжением на выходном электроде АЭ максимальная мощность  $P_1$  получается при активной нагрузке  $Z_H = R_H$ . При этом разность фаз между первой гармоникой тока  $I_{k1}$  и напряжением  $U_h$  на нагрузке

$\phi_h = 0$  и, следовательно,

$$P_1 = 0,5U_h I_{k1} \quad (3.1)$$

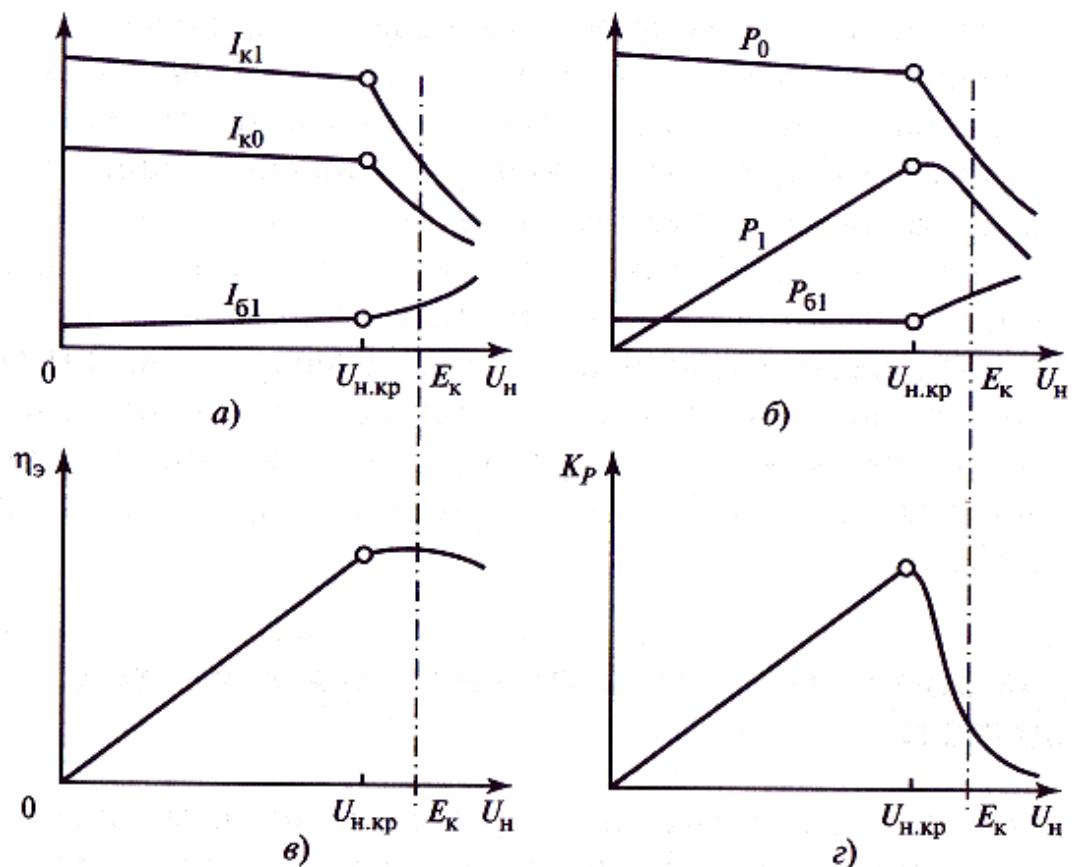
Предположим, что мощность  $P_1$  ограничена максимально допустимой высотой импульса тока коллектора  $i_{k,\text{доп}}$ . Поэтому выберем амплитуду напряжения возбуждения  $U_{\text{вх}} = U_{6.3}$  и смещение  $E_c$  так, чтобы высота импульса тока при

$U_h = 0$  равнялась допустимой:  $i_{\text{вых},m} = i_{k,m} = i_{k,\text{доп}}$ , и рассмотрим, как будут меняться постоянная составляющая тока коллектора  $I_{k0}$ , амплитуда его первой гармоники  $I_{k1}$  и энергетические показатели режима АЭ при изменении амплитуды  $U_h$ .

При малых значениях  $U_h$  режим транзистора недонапряженный и, как было показано в § 2.2, импульс тока с ростом  $U_h$  почти не изменяется, пока  $U_h < U_{h,kp}$ . Реакция выходного напряжения приводит к некоторому уменьшению высоты импульса тока  $i_k(\tau)$ , но не меняет его формы. Поэтому в области, где  $U_h < U_{h,kp}$ , с увеличением  $U_h$  незначительно уменьшаются амплитуда первой гармоники  $I_{k1}$  и постоянная составляющая  $I_{k0}$  тока коллектора (рис. 3.1, а).

После перехода  $U_h$  в область, где  $U_h > U_{h,kp}$ , режим становится перенапряженным. В импульсе тока появляется провал, увеличивающийся с ростом  $U_h$ , что приводит к быстрому уменьшению  $I_{k1}$  и  $I_{k0}$ . Первая гармоника входного тока  $I_{bx1} = I_{61}$  незначительно увеличивается с ростом  $U_h$  в недонапряженном режиме и резко растет в перенапряженном (см. рис. 3.1, а). Зависимости  $I_{k0}(U_h)$ ,  $I_{k1}(U_h)$  и  $I_{61}(U_h)$  для безынерционного АЭ рассчитываются по (2.19), (2.21), (2.16), (2.31). При учете инерционности расчет сложнее, но результатирующие зависимости подобны показанным на рис. 3.1, а.

Используя (3.1) и график  $I_{k1}(U_h)$ , можно построить зависимость  $P_1(U_h)$ , показанную на рис. 3.1, б. Как видно, мощность  $P_x$  макси-



**Рис. 3.1. Зависимости токов и энергетических характеристик АЭ от амплитуды колебаний на коллекторе**

мальна в режиме, близком к критическому, т.е. при  $U_H \approx U_{H,KP}$ . В НР мощность  $P_1$  растет почти пропорционально  $U_H$ , а в ПР убывает, так как с ростом  $U_H$  кривая  $I_{k1}(U_H)$  снижается весьма резко. Поскольку  $E_k = \text{const}$  и  $U_{6,3} = \text{const}$ , потребляемая мощность

$$P_0 = E_k I_{k0}$$

изменяется пропорционально  $I_{k0}$ , а зависимость мощности

$$P_{61} = 0,5U_{6,3}I_{61}$$

отдаваемой источником возбуждения, подобна зависимости  $I_{61}(U_H)$ .

По определению электронный КПД усилителя  $\eta_3$  рассчитывается по формуле

$$\eta_3 = P_1 / P_0$$

Как следует из зависимостей  $P_1$  и  $P_0$  от  $U_H$ , график  $\eta_3(U_H)$  имеет пологий максимум в ПР (рис. 3.1, в) и в точке максимума значение  $\eta_3$  мало отличается от значения, соответствующего КР.

Коэффициент усиления по мощности

$$K_P = P_1 / P_{61}$$

в отличие от  $\eta_3$  имеет острый максимум вблизи КР (рис. 3.1, г).

Таким образом, в усилителях мощности с гармоническим напряжением на коллекторе (выходном электроде АЭ) *критический режим можно считать оптимальным по основным энергетическим показателям*, поскольку в нем близки к максимальным значениям и полезная мощность, и КПД, и коэффициент усиления по мощности.

Недонапряженный и перенапряженный режимы используются при дополнительных требованиях к каскаду. Например, НР используется при усилении амплитудно-модулированных колебаний, а ПР — для подавления нежелательной амплитудной модуляции. В НР реализуется амплитудная модуляция напряжением смещения, а в ПР — напряжением питания коллектора. Однако и в этих случаях для оценки возможностей АЭ определяют энергетические показатели каскада в КР.

### **3.3. Выбор активного элемента для усилителя мощности**

Предположим, что требуется построить усилитель мощности, работающий на частоте  $\omega$  и отдающий в нагрузку заданную мощность  $P$ . Необходимо выбрать тип транзистора. Заданную мощность можно получить лишь на транзисторах определенных типов из-за ограничений

ний по максимально допустимым напряжению на коллекторе  $e_{k.e.dop}$ , току коллектора  $i_{k.dop}$ , обратному напряжению на эмиттерном переходе  $e_{b.e.dop}$  и рассеиваемой мощности  $P_{k.dop}$  - Максимально допустимые значения  $e_{k.e.dop}$ ,  $I_{k.dop}$ ,  $e_{b.e.dop}$  и  $P_{k.dop}$  приводятся в справочниках и определяют область характеристик транзистора, в которых можно обеспечить высокую надежность его работы [21].

С ростом частоты резко падает усиление транзистора по мощности. Транзистор рекомендуется выбирать так, чтобы  $K_p$  был больше 10. Как правило, при таком выборе рабочие частоты составляют менее половины граничной частоты транзистора  $f_{zp}$ .

Перейдем к анализу влияния ограничений по току, напряжению и тепловому режиму на максимальную мощность в нагрузке. В соответствии с изложенным эту мощность следует получить в критическом режиме. Выразим ее через напряжения и токи, на которые наложены ограничения.

Допустим пока, что задано напряжение питания коллектора  $E_k$ . Воспользовавшись для расчета  $P_1$  формулой (3.1), выразим  $I_{k1}$  и  $U_h$  через остаточное напряжение на коллекторе  $e_{k.e \min kp}$  и напряжение питания:

$$I_{k1} = \alpha_1(\Theta) i_{k.m} = \alpha_1(\Theta) S_{kp} e_{k.e \min kp}, U_h = E_k - e_{k.e \min kp} \quad (3.2)$$

Введя нормированную высоту импульса тока в критическом режиме

$$J_{kp} = i_{k.m} / (S_{kp} E_k), \quad (3.3)$$

получим

$$P_1 = 0,5 \alpha_1(\Theta) S_{kp} E_k^2 J_{kp} (1 - J_{kp}). \quad (3.4)$$

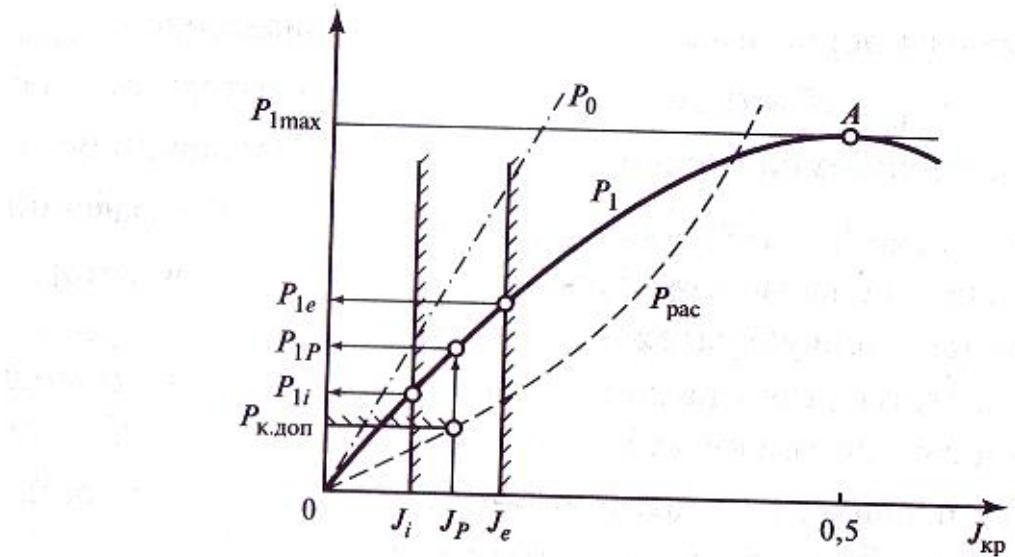
Номинальную мощность следует оценивать при  $\Theta = 90^\circ$  и  $\alpha(\Theta) = 0,5$ . В этом случае, как будет показано далее, КПД коллекторной цепи близок к максимальному.

Зависимость  $P_{1\max}(J_{kp})$  имеет вид параболы (рис. 3.2) с вершиной в точке  $J_{kp} = 0,5$ , где колебательная мощность

$$P_{1\max} = 0,125 \alpha_1(\Theta) S_{kp} E_k^2.$$

Реальный транзистор не может отдать такую мощность, так как максимально допустимый ток коллектора  $i_{k.dop}$  существенно меньше значения  $0,5 S_{kp} E_k$ , при котором эта мощность достигается. Подставив в (3.4) вместо  $J_{kp}$  значение

$J_i = i_{k.dop} / (S_{kp} E_k)$ , найдем предельное



**Рис. 3.2. Определение максимальной полезной мощности биполярного транзистора по предельно допустимым параметрам**

значение выходной мощности, ОГРАНИЧЕННОЕ ПОЛНЫМ ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ТРАНЗИСТОРА ПО ТОКУ (см. рис. 3.2)

$$P_{1i} = 0,5\alpha_1(\Theta)i_{k,don}E_k \left[ 1 - i_{k,don}/(S_{kp}E_k) \right].$$

Очевидно, что это значение максимально при наибольшем допустимом  $E_k$ .

Высота импульса тока коллектора ограничена также максимально допустимым обратным напряжением эмиттер—база  $e_{b.e.dop}$ . В этом случае

$$[i_{k.m}]_{e_{b.e.dop}} = \frac{S}{\sqrt{1 + (\omega\tau_s)^2}} (e_{b.e.dop} + E') \frac{1 - \cos\Theta}{1 - \cos\Theta_n}$$

Такому току соответствует нормированная высота импульса  $J_e$  (3.3) и предельное значение мощности, ограниченное напряжением  $e_{b.e.dop}$  и определяемое тем же выражением (3.4) ( $P_{1e}$  на рис. 3.2).

Выходная мощность может быть ограничена еще и максимально допустимой мощностью рассеяния на коллекторе

$$P_{pac} = P_0 - P_1 \leq P_{k,dop}$$

Зависимости  $P_Q = \alpha_0(\Theta)i_{k.m}E_k = \alpha_0(\Theta)S_{kp}E_k^2J_{kp}$  и  $P_{pac}$  от  $J_{kp}$  построены на рис. 3.2. Задавая допустимую мощность  $P_{k,dop} = P_{pac}$  находим нормированную высоту импульса тока  $J_P$  и далее по графику  $P_1(J_{kp})$  определяем предельное значение полезной мощности  $P_{1P}$ , ограниченное рассеянием тепла на коллекторе. Значение  $P_{1P}$

можно оценить и приближенно, воспользовавшись типичным значением КПД  $\eta_3 = 0,65...0,70$ . Тогда

$$P_{IP} = [\eta_3 / (1 - \eta_3)] P_{\kappa, \text{don}} = (1,8...2,3) P_{\kappa, \text{don}}$$

В некоторых случаях значение  $P_{\kappa, \text{don}}$  не указывается, а приводятся максимальная рабочая температура коллекторного перехода ( $t_{\text{п.доп}}$  и тепловое сопротивление «переход—среда»  $R_{n.c}$ , град/Вт, при заданных условиях теплоотвода. Если известна температура окружающей среды  $T_c^{\circ}$ , то

$$P_{\kappa, \text{don}} = (t_{n, \text{don}}^{\circ} - t_c^{\circ}) / R_{n.c}.$$

Тепловой режим транзистора зависит также от мощности потерь в базе  $P_{\text{п.рас}}$ . Обычно она мала по сравнению с мощностью потерь на коллекторе, и ее следует учитывать только при работе на частоте, близкой к граничной, когда  $K_p$  падает до нескольких единиц и мощность возбуждения соизмерима с выходной.

Максимальная полезная мощность транзистора  $[Pi]_{\max}$  при заданных  $E_k$  и  $\Theta$  равна наименьшему значению всех найденных величин:

$$[P_i]_{\max} = \min \{P_{Ii}, P_{le}, P_{IP}\} \quad (3.5)$$

В примере на рис. 3.2 наиболее жесткое ограничение создает допустимый ток, т.е.  $[Pi]_{\max} = P_{Ii}$ .

Обсудим вопрос о выборе напряжения  $E_k$ . В транзисторе должно выполняться условие

$$E_k + U_h \leq e_{\kappa, \text{э.дон}}$$

Если коэффициент использования коллекторного напряжения  $\xi = U_n / E_k$  близок к единице, то, выбрав  $E_k = e_{\kappa, \text{э.дон}} / 2$ , можно правильно оценить номинальную мощность транзистора и обеспечить запас по напряжению на коллекторе, равный  $e_{\kappa, \text{э.дон}} \text{ min кр.}$  Такой запас полезен, так как по техническим условиям не следует использовать транзистор при предельном значении более чем одного параметра, чтобы не снизилась надежность его работы.

В ламповых усилителях мощности выбрать АЭ проще, поскольку в справочных данных приводится номинальная мощность лампы. В лампах помимо ограничений на ток анода (максимальный  $i_{a, \text{доп}}$  или средний за период  $I_{a0}$ ) задают допустимые мощности рассеяния на электродах, причем в тетродах и пентодах самое жесткое ограничение связано с допустимой мощностью потерь на экранной сетке.

### 3.4. Выбор угла отсечки

Как отмечалось ранее, работа АЭ с отсечкой тока применяется прежде всего для повышения КПД коллекторной цепи

$$\eta_s = P_1 / P_0 = 0,5g_1\xi$$

$E_k + U_n \leq e_{k,\Theta,down}$  — коэффициент формы импульса тока. где  $g_1 = I_{k1} / I_{k0} = \alpha_1 / \alpha_0$

В режиме класса А (при  $\Theta = 180^\circ$ ) коэффициент формы  $g_1(180^\circ) = 1$ , и при типичных значениях  $\zeta_{kp} = 0,8...0,9$  имеем КПД  $\eta_s = 0,4...0,45$ . Переход к работе с углом отсечки  $\Theta = 90^\circ$  при той же полезной мощности  $P_1 = 0,5U_nI_k$  приводит к увеличению КПД в  $g_1(90^\circ) = 1,57$  раза, т.е. до значений  $\eta_s = 0,63...0,71$ , и, что самое главное, мощность, рассеиваемая коллектором  $P_{pac} = [(1 - \eta_s)/\eta_s]P_1$ , снижается при этом в 2,6...2,9 раза.

Чтобы решить, насколько оправдано дальнейшее уменьшение  $\Theta$ , рассмотрим зависимость основных энергетических показателей каскада от угла отсечки при заданной полезной мощности  $P_1$ . Считаем, что при  $\Theta = 90^\circ$  требуемая полезная мощность меньше номинальной мощности АЭ, т.е.  $P_1 < [P_1]_{max}$ . Разрешив (3.4) относительно  $J_{kp}$ , найдем нормированную высоту импульса тока, необходимую для реализации заданной мощности  $P_1$ :

$$J_{kp} = 0,5 - 0,5 \left[ 1 - 8P_1 / (\alpha_1 S_{kp} E_k^2) \right]^{1/2}.$$

(3.6)

Сравнивая выражения  $J_{kp} = e_{k,\Theta,min,kp}/E_k$  и  $\zeta_{kp} = (E_k - e_{k,\Theta,min,kp})/E_k$ , приходим к простому соотношению

$$\zeta_{kp} = 1 - J_{kp}.$$
(3.7)

Рис. 3.3, а иллюстрирует зависимость величин  $J_{kp}$ ,  $\zeta_{kp}$ ,  $g_1$  и  $\eta_s$  от  $\Theta$  при условии, что  $P_1 = 0,5P_{1max}$  при  $\Theta = 90^\circ$ , т.е.

$P_1 = S_{kp} E_k^2 / 32$ . Из (3.6) следует, что нормированная высота импульса тока  $J_{kp}$  минимальна при  $\Theta = 120^\circ$ , когда коэффициент  $\alpha_1(120^\circ) = 0,536$  максимальен. При  $\Theta$ , равном  $180^\circ$  и  $90^\circ$ , поскольку здесь  $\alpha_1 = 0,5$ , значения  $J_{kp}$  и, следовательно,  $\zeta_{kp}$  одинаковы и мало отличаются от их экстремальных значений. При  $\Theta < 75^\circ$  требуемое значение  $J_{kp}$  резко возрастает. Это объясняется тем, что заданное значение  $I_{k1}$  при уменьшении  $\Theta$  может быть получено только при увеличении высоты импульса  $i_{k,m} = I_{k1} / \alpha_1(\Theta)$

Фактически же для поддержания постоянной

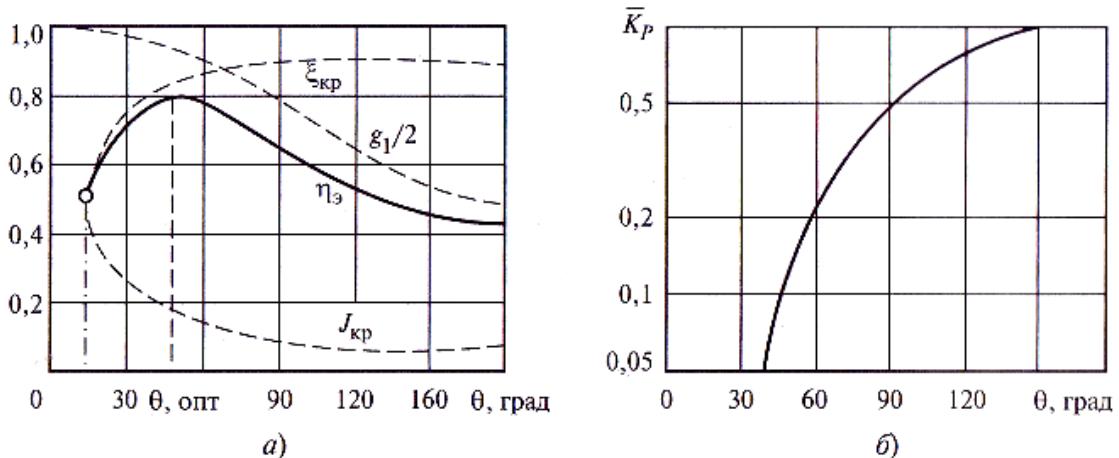


Рис. 3.3. Зависимости КПД активного элемента  $\eta_3$ , коэффициента формы импульса выходного тока  $g_1$ , коэффициента использования коллекторного напряжения  $\xi_{kp}$ , нормированной высоты импульса тока  $J_{kp}$  (а) и нормированного коэффициента усиления по мощности  $\bar{K}_P = K_P / K_P(180^\circ)$  (б) от угла отсечки

мощности  $P_1$  ток  $I_{k1}$  должен быть увеличен, чтобы скомпенсировать уменьшение  $\zeta_{kp}$  и  $U_h$ , обусловленное ростом остаточного напряжения. Так как  $g_1(\Theta)$  при уменьшении  $\Theta$  растет, график  $\eta_3(\Theta)$  имеет максимум, причем оптимальное значение  $\Theta_{opt}$  лежит в пределах  $50\dots75^\circ$  и зависит от отношения заданной мощности  $P_1$  к максимально возможной

$$[P_1]_{\max, \Theta=90^\circ} = S_{kp} E_k^2 / 16.$$

Ясно, что при увеличении  $\eta_3$  падает мощность, рассеиваемая на коллекторе. Однако, окончательно выбирая угол отсечки, следует иметь в виду, что при  $\Theta < 75^\circ$  резко увеличивается высота импульса тока и растет амплитуда возбуждения  $U_{6..}$ , что приводит к значительному увеличению обратного напряжения на эмиттерном переходе и, следовательно, к ограничениям по допустимым значениям  $i_{k,dop}$  и  $e_{6.., dop}$ .

Кроме того, одновременный рост  $U_{6..}$  и  $I_{61} = I_{k1} / h_{21..}$  обуславливает резкое увеличение мощности возбуждения (т.е. падение  $K_P$ , рис. 3.3, б). В результате рост мощности, рассеиваемой во входной цепи, может превысить выигрыш, связанный с повышением КПД коллекторной цепи. Иными словами, максимум общего КПД каскада  $\eta_{общ} = P_1 / (P_0 + P_{б.pac})$  смещается относительного  $\Theta_{опт}$  в сторону больших углов отсечки  $\Theta = 70\dots90^\circ$ . Эти углы отсечки и рекомендуется выбирать при проектировании транзисторных усилителей мощности. Аналогичные рекомендации справедливы для ламповых усилителей.

### 3.5. Расчет усилителя в критическом режиме на заданную мощность в нагрузке

Исходными данными для расчета транзисторного усилителя мощности являются рабочая частота  $\omega$ , мощность в фидере  $P_\phi$ , напряжение питания коллектора  $E_k$ , угол отсечки  $\Theta$ , параметры статических характеристик выбранного АЭ ( $S_{kp}$ ,

$S, h_{21s}, E'$ ), граничная частота  $\omega_{rp}$  и максимально допустимые параметры  $i_{k,dop}, e_{b.e. dop}, P_{k,dop}$ .

Цель расчета — найти напряжения, токи, мощности и другие параметры АЭ, работающего в критическом режиме, при условии получения заданной полезной выходной мощности  $P_1$ . Последнюю, учитывая потери в цепи согласования, принимаем равной  $(1,1\dots 1,2)P_\phi$ .

Цепь коллектора для безынерционных и инерционных АЭ рассчитывается одинаково. Расчет начинаем с определения по (3.6) и (3.7) нормированной высоты импульса коллекторного тока  $J_{kp}$  и коэффициента использования коллекторного напряжения  $\zeta_{kp} = 1 - J_{kp}$ . Затем вычисляем  $U_h = \zeta_{kp}E_k$  и проверяем выполнение неравенства  $U_h + E_k < e_{k.e.dop}$ . Далее определяем высоту импульса коллекторного тока и его гармонические составляющие:

$$i_{k.m} = S_{kp}E_kJ_{kp} \leq i_{k.dop}; I_{k1} = \alpha(\Theta)i_{k.m}; I_{k0} = \alpha(\Theta)i_{k.m}.$$

Находим потребляемую мощность, электронный КПД и мощность, рассеиваемую коллектором:

$$P_0 = E_kI_{k0}; \eta_e = P_1 / P_0; P_{pac} = P_0 - P_1 < P_{k.dop}.$$

Рассчитываем требуемое сопротивление нагрузки  $R_{h,kp} = U_h/I_{k1}$ .

Методика расчета цепи возбуждения различна для усилителей мощности на безынерционных и инерционных АЭ.

Расчет для безынерционного АЭ проводим в следующей последовательности. Из формул (2.21), (2.9) определяем амплитуду возбуждения и требуемое смещение:

$$U_\delta = I_{k1} / [S\gamma_1(\Theta)]; E_c = E' - U_\delta \cos \Theta$$

Находим максимум обратного напряжения на эмиттерном переходе и сравниваем его с допустимым

$$e_{b.e.max} = |E_c - U_\delta| < e_{b.e.dop}$$

Учитывая, что гармонические составляющие токов коллектора и базы связаны коэффициентом передачи тока базы, получаем

$$I_{\delta 1} = I_{k1} / h_{21s}, I_{\delta 0} = I_{k0} / h_{21s}$$

Вычисляем мощности, отдаваемые источниками возбуждения и смещения, и мощность, рассеиваемую на базе:

$$P_{\delta 1} = 0,5U_{\delta,3}I_{\delta 1}; P_{c0} = E_c I_{\delta 0}; P_{\delta,pac} = P_{\delta 1} + P_{c0}.$$

Заметим, что мощность  $P_{c0}$  положительна, если  $E_c > 0$ , и отрицательна, если  $E_c < 0$ , т. е. в этом случае источник смещения потребляет мощность. Значение  $P_{\delta,pac}$  следует добавить к значению  $P_{pac}$  коллектора и проверить условие

$$P_{pac} + P_{\delta,pac} < P_{k,dop}$$

Определяем коэффициент усиления по мощности и входное сопротивление АЭ по первой гармонике:

$$K_P = P_1 / P_{\delta 1}; R_{ex} = U_{\delta,3} / I_{\delta 1}$$

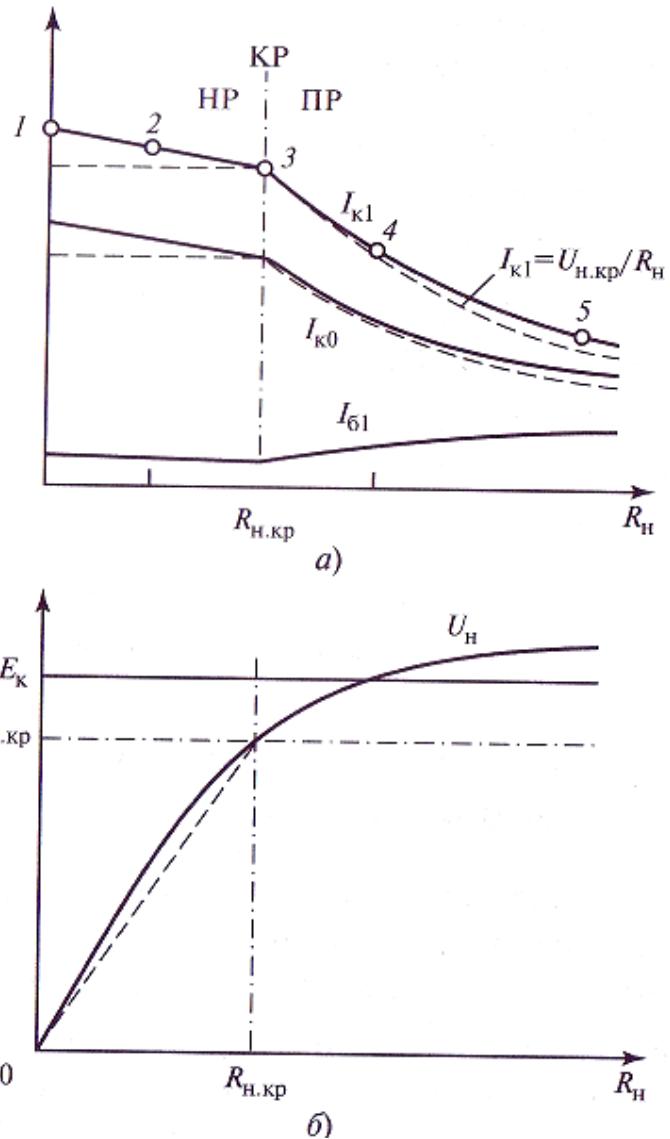
Расчет режима усилителя мощности для высоких частот  $f > 0,1 f_{gr}$  будет рассмотрен во второй части учебного пособия.

### 3.6. Нагрузочные характеристики усилителя мощности

Рассмотрим зависимости токов АЭ, напряжений на нем и энергетических показателей от сопротивления нагрузки при неизменных значениях напряжений  $U_{\delta,3}, E_c, E_k$ , т. е. нагрузочные характеристики. Они используются при настройке усилителя мощности и оценке влияния на режим изменений параметров фидера и антенны. Считаем, что сопротивление нагрузки вещественное  $Z_h = R_h$ .

При изменении  $R_h$  меняется амплитуда напряжения на коллекторе  $U_h = R_h I_{k1}$ . Как было показано в § 3.2, амплитуда  $I_{k1}$  в свою очередь зависит от  $U_h$  (см. рис. 3.1, а). Каждой точке этой зависимости соответствует свое значение  $R_h = U_h / I_{k1}$ . Принимая  $R_h$  за аргумент, строим зависимости  $I_{k1}(R_h)$  и  $U_h(R_h)$ , т. е. нагрузочные характеристики для тока  $I_{k1}$  (рис. 3.4, а) и напряжения  $U_h$  (рис. 3.4, б). С ростом сопротивления нагрузки  $I_{k1}$  сначала медленно убывает, а АЭ работает в НР (точки 1, 2 на рис. 3.4, а). При  $R_h = R_{h,kp}$  (точка 3) наступает КР. При дальнейшем увеличении  $R_h > R_{h,kp}$  (точки 4, 5)  $U_h$  превышает  $U_{h,kp}$  и медленно растет, АЭ переходит в ПР, в импульсе коллекторного тока появляется и увеличивается провал и  $I_{k1}$  падает.

Как видно из рис. 3.4, а, ток  $I_{k0}$  меняется почти пропорционально первой гармонике  $I_{k1}$ , поскольку коэффициент формы  $g_k(\Theta)$  в НР постоянен, а в ПР медленно уменьшается. Ток  $I_{\delta 1}$  растет в ПР с увеличением нагрузки  $R_h$ .

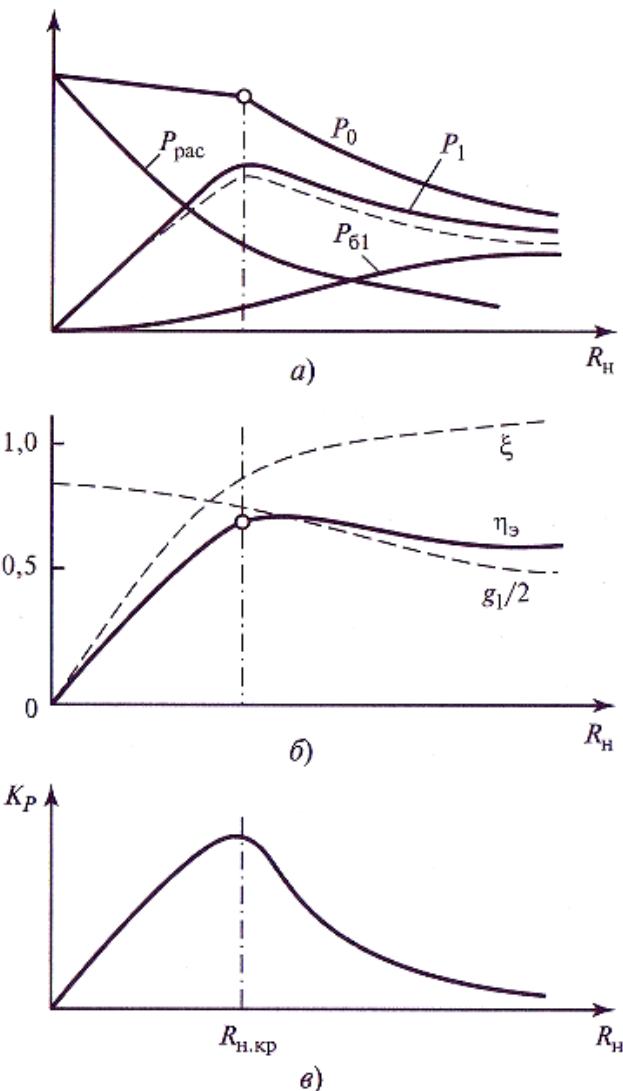


**Рис. 3.4. Реальные (сплошные линии) и идеализированные (штриховые линии) нагрузочные характеристики**

Как уже говорилось, в области НР слабо меняется ток  $I_{k1}$ , а в ПР — напряжение  $U_H$ . Для качественных оценок удобно представить АЭ генератором тока  $I_{k1} = I_{k1,kp}$  в НР и генератором напряжения  $U_H = U_{H,kp}$  в ПР. В результате получим уравнения идеализированных нагрузочных характеристик:

$$I_{k1}(R_H) = \begin{cases} I_{k1,kp} & \text{при } R_H \leq R_{H,kp}; \\ U_{H,kp} / R_H & \text{при } R_H > R_{H,kp} \end{cases} \quad (3.8)$$

$$U_H(R_H) = \begin{cases} I_{k1,kp} R_H & \text{при } R_H \leq R_{H,kp}; \\ U_{H,kp} & \text{при } R_H > R_{H,kp} \end{cases}$$



**Рис. 3.5. Зависимости энергетических характеристик усилителя мощности от нагрузки**

По графикам, показанным на рис. 3.4, построены зависимости мощностей  $P_0, P_1, P_{\text{pac}}$  от  $R_h$  (рис. 3.5, a).

Поскольку  $E_k = \text{const}$ , зависимость  $P_0(R_h) = E_k I_{k0}(R_h)$  повторяет по форме зависимость  $I_{k0}(R_h)$ . Полезная мощность

$P_1 = 0,5U_h I_{k1}$  возрастает примерно пропорционально  $R_h$  в области  $R_h < R_{h,\text{kp}}$ , имеет максимум вблизи точки  $R_h = R_{h,\text{kp}}$  и убывает с увеличением  $R_h$  в ПР.

Идеализированные нагрузочные характеристики  $P_1(R_h)$ , если учесть, что  $0,5 U_{h,\text{kp}} I_{k1\text{ kp}} = P_{1\text{ kp}}$ , принимают вид

$$P_1(R_h) = \begin{cases} P_{1\text{kp}} R_h / R_{h,\text{kp}} & \text{при } R_h \leq R_{h,\text{kp}} \\ P_{1\text{kp}} R_{h,\text{kp}} / R_h & \text{при } R_h > R_{h,\text{kp}} \end{cases} \quad (3.9)$$

Мощность, потребляемая цепью возбуждения,  $P_{61} = 0,5U_{\text{вх}}I_{61}$  возрастает пропорционально  $I_{61}$ , так как ( $U_{\text{вх}} = \text{const}$  (рис. 3.5, а)).

Изменение  $P_{\text{pac}}$  как функции  $R_H$  определяется формулой  $P_{\text{pac}} = P_0 - P_1$ . При  $R_H = 0$  вся мощность, потребляемая от источника питания  $E_k$ , рассеивается на коллекторе. С увеличением  $R_H$  она убывает быстро при  $R_H < R_{H,\text{кр}}$  и медленно при  $R_H > R_{H,\text{кр}}$ . При расстроенной нагрузке, когда  $P_1 \approx 0$ , АЭ может оказаться в тяжелом тепловом режиме, поэтому каскад настраивают при пониженных значениях  $U_{\text{вх}}$  и  $E_k$ .

График  $\zeta(R_H)$  (рис. 3.5, б) повторяет зависимость  $U_H(R_H)$  в ином масштабе, так как  $\zeta(R_H)$ . Коэффициент формы

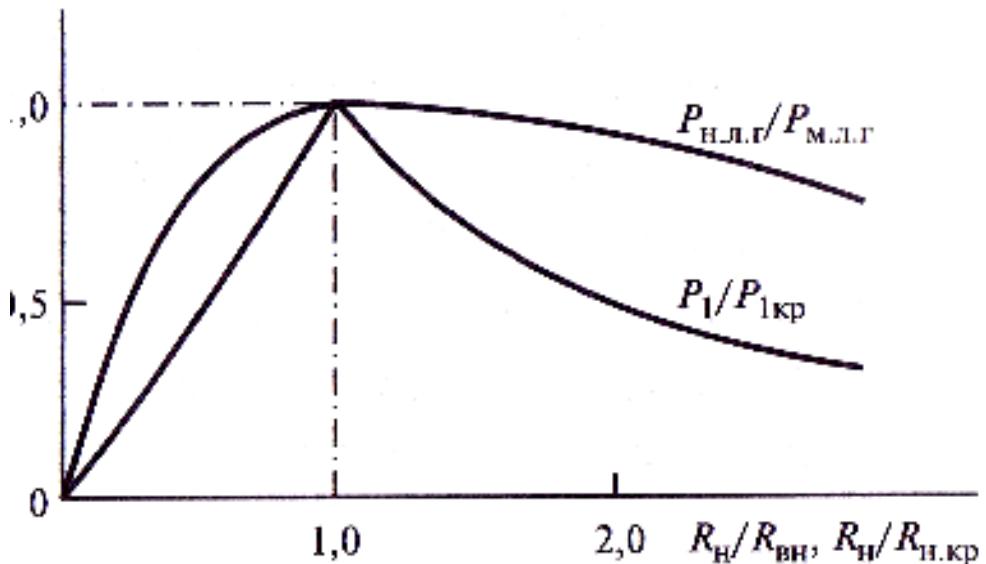
$g_{11} = I_{k1} / I_{k0}$  в НР можно считать постоянным, так как угол отсечки из-за реакции коллектора меняется мало. В ПР  $g_{11}$  убывает с увеличением  $R_H$  из-за появления провала в импульсе тока, но значительно медленнее, чем  $I_{k1}$ , поскольку  $I_{k0}$  тоже уменьшается. Поэтому КПД, как и на рис. 3.1, растет линейно в НР и имеет весьма тупой максимум, лежащий в области ПР. Более того, в практически важной области  $R_{H,\text{кр}} < R_H < 5R_{H,\text{кр}}$  КПД можно считать постоянным, что ведет к следующей идеализации нагрузочной характеристики:

$$\eta_e(R_H) = \begin{cases} \eta_{e,\text{кр}} R_H / R_{H,\text{кр}} & \text{при } R_H \leq R_{H,\text{кр}}; \\ \eta_{e,\text{кр}} & \text{при } R_H > R_{H,\text{кр}}. \end{cases}$$

Как видно из рис. 3.5, в, в области НР  $K_p$  возрастает почти пропорционально  $R_H$ . В перенапряженном режиме  $K_p$  убывает быстрее, чем  $P_1$ , из-за роста мощности возбуждения  $P_{61}$  (см. рис. 3.5, а).

Анализ нагрузочных характеристик подтверждает сделанное ранее заключение о том, что критический режим является оптимальным для АЭ по полезной мощности  $P_1$ , КПД  $\eta_e$  и коэффициенту усиления по мощности  $K_p$ .

Чтобы подчеркнуть, насколько АЭ в нелинейном режиме чувствителен к изменению нагрузки, сравним зависимость (3.9) с нагрузочными характеристиками генератора с линейным внутренним сопротивлением  $R_{\text{вн}}$  и амплитудой напряжения холостого хода  $U_x$ . Зависимость  $P_{\text{наг}}(R_H)$  удобно выразить через максимальную мощ-



**Рис. 3.6. Зависимости мощностей, отдаваемых линейным и нелинейным генераторами, от сопротивления нагрузки**

нность, отдаваемую линейным генератором  $P_{M.L.G} = U_x^2 / 8R_{bh}$  в режиме согласования нагрузки  $R_h = R_{bh}$ :

$$P_{H.L.G} = P_{M.L.G} \frac{4R_h/R_{bh}}{(1 + 4R_h/R_{bh})^2}.$$

Совместив на одном графике точки  $P_{1kp}$  и  $P_{M.L.G}$  при  $R_h/R_{H.KP} = R_h/R_{bh} = 1$  (рис. 3.6), увидим, что нелинейный генератор существенно сильнее реагирует на изменение нагрузки, чем линейный. Причина заключается в резкой зависимости внутреннего сопротивления нелинейного генератора от режима. В НР  $R_h \ll R_{bh}$  и, как в линейном усилителе,  $P_h$  растет пропорционально  $R_h/R_{bh}$ . В ПР, напротив,  $R_h \gg R_{bh}$  и  $R_h \propto R_{bh}/R_h$ . В точке КР внутреннее сопротивление резко меняется, и оптимальный режим в обоих случаях соответствует режиму согласования  $R_h/R_{h.kp} = R_h/R_{bh} = 1$ .

### 3.7. Влияние амплитуды напряжения возбуждения, питающих напряжений и температуры на режим усилителя мощности

Изучение влияния амплитуды напряжения возбуждения  $U_b$  и напряжения смещения  $E_c$  на режим усилителя мощности представляет интерес по ряду причин. Во-первых, напряжения приходится регулировать при настройке усилителя. Во-вторых, на практике широко применяются амплитудная модуляция смещением и усиление модулированных колебаний, т.е. колебаний с изменяющейся амплитудой  $U_{b.c}$ . Наконец, возможны случайные изменения  $U_{b.c}$  и  $E_c$

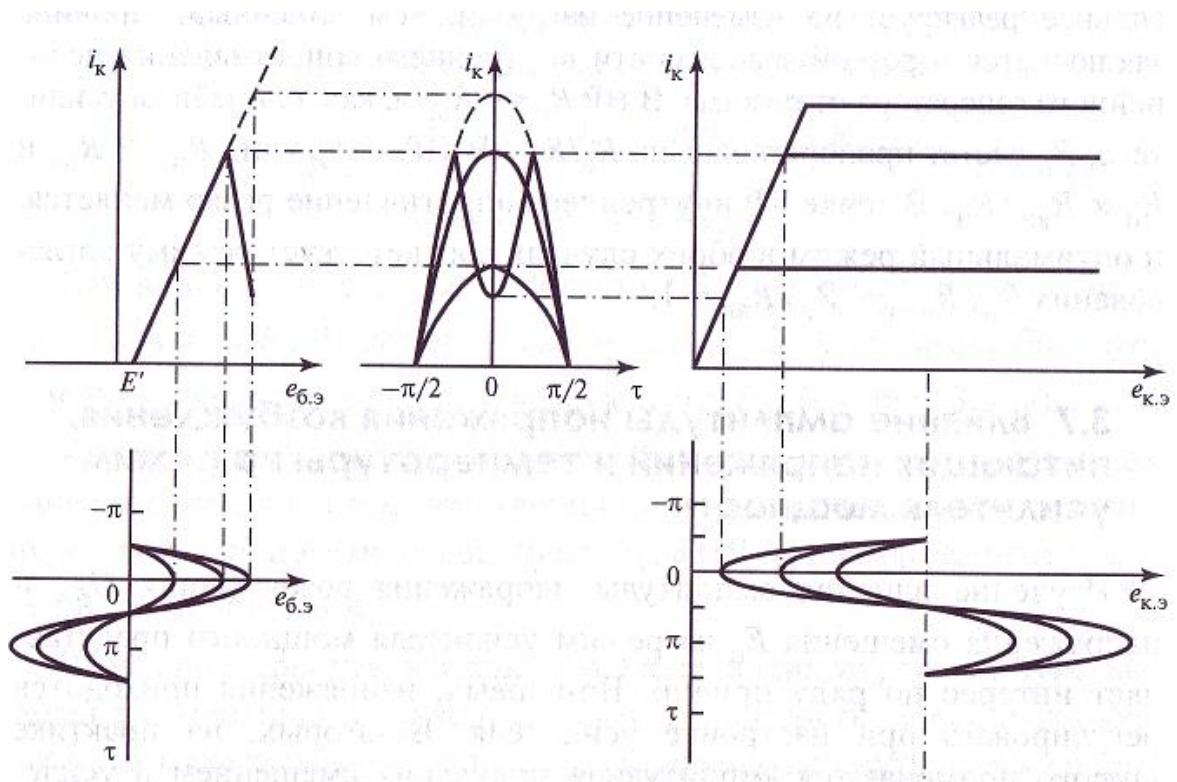
в процессе эксплуатации усилителя, поэтому необходимо понимать, к каким последствиям могут привести эти изменения.

Рассмотрим сначала, как зависят характеристики усилителя мощности от амплитуды  $U_{6.3}$ . Предположим, что  $E_k$ ,  $E_c$  и сопротивление нагрузки выходной цепи  $R_h$  заданы, а  $U_{6.3}$  возрастает, начиная с нуля. Будем пока считать АЭ безынерционным и выберем напряжение смещения  $E_C = E'$ . В этом случае угол отсечки  $\Theta = 90^\circ$  и не зависит от  $U_{6.3}$  (рис. 3.7).

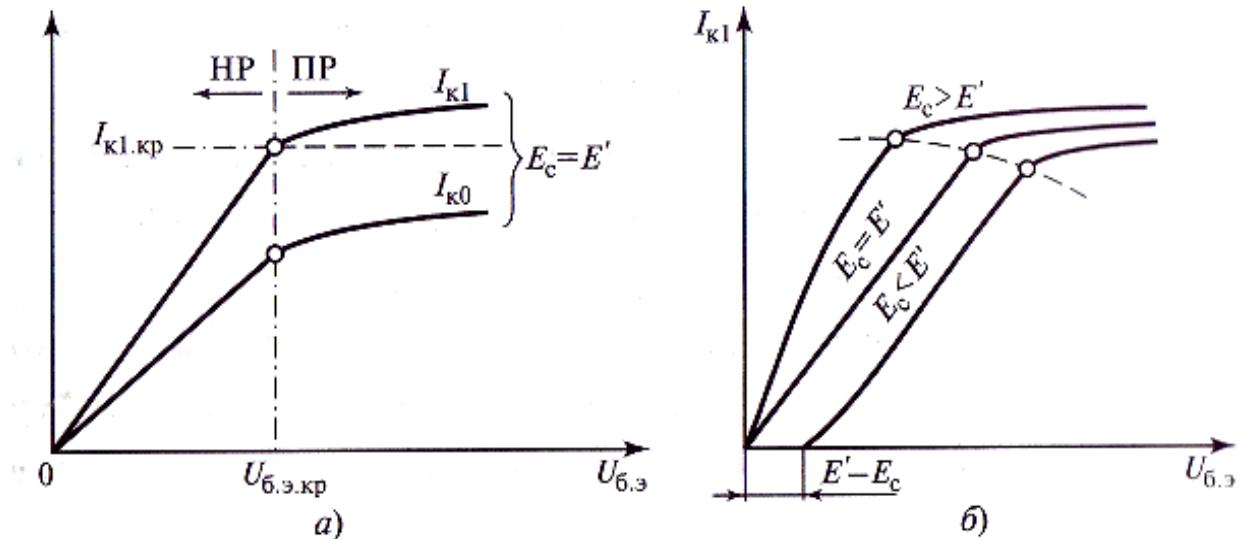
При небольших  $U_{6.3}$  режим недонапряженный, ток имеет форму косинусоидального импульса и его первая гармоника, пока  $U_H < U_{H.KP}$ , увеличивается пропорционально  $U_{6.3}$ :

$$I_{k1} = S U_{6.3} \gamma_1(\theta) = 0,5 S U_{6.3}. \quad (3.11)$$

При дальнейшем росте  $U_{6.3}$  напряжение на коллекторе превышает критическое  $U_H > U_{H.KP}$  и АЭ переходит в ПР. В импульсе тока появляется провал, увеличивающийся с ростом  $U_{6.3}$ . Поэтому амплитуда первой гармоники тока почти не меняется, несмотря на возрастание  $U_{6.3}$ . Постоянная составляющая  $I_{k0}$  в ПР растет несколько быстрее, чем  $I_{k1}$ , из-за уменьшения коэффициента формы импульса тока



**Рис. 3.7. Формирование импульса тока коллектора при  $\Theta = 90^\circ$  и разных амплитудах напряжения возбуждения**



**Рис. 3.8. Зависимости амплитуды первой гармоники и постоянной составляющей тока коллектора от амплитуды возбуждения при  $E_c = E'$  (а) и зависимости  $I_{k1}(U_{6..3})$  при трех значениях  $E_c$  (б)**

(Рис. 3.8, а). В ПР зависимости  $I_{k0}$ ,  $I_{k1}$  от  $U_{6..3}$  рассчитываются с помощью (2.31), (2.16).

Если  $E_c > E'$ , то при малых амплитудах  $U_{6..3} < E_c - E'$  транзистор открыт при любых  $\tau$  и  $I_{k1} = S U_{6..3}$ . При  $U_{6..3} = E_c - E'$  появляется сечка тока ( $\Theta = 180^\circ$ ). С ростом амплитуды возбуждения угол  $\Theta$  уменьшается, но остается больше  $90^\circ$ , включая точку КР ( $\Theta_{kp} > 90^\circ$ ). Уменьшение угла  $\Theta$  приводит к уменьшению крутизны зависимости  $I_{k1}(U_{6..3})$ , но эта крутизна всегда больше чем  $0,5S$  (рис. 3.8, б). поскольку при  $E_c > E'$  каждому значению  $U_{6..3}$  соответствует больший импульс тока, чем при  $E_c = E'$ , АЭ переходит в ПР при меньшем значении  $U_{6..3}$ , но практически при той же высоте импульса тока. Значение  $I_{k1 kp} = \alpha_1 \Theta i_{k.m}$  остается почти таким же, поскольку  $\alpha_1(\Theta)$  при  $\Theta > 90^\circ$  слабо зависит от  $\Theta$  (см. рис. 2.9).

При  $E_c < E'$  и  $U_{6..3} < E' - E_c$  ток  $I_{k1}$  отсутствует; после открывания АЭ  $I_{k1}$  нарастает из-за одновременного увеличения  $U_{6..3}$  и  $\Theta$  и остается почти постоянным в ПР (рис. 3.8, б). Критический режим достигается при большей амплитуде  $U_{6..3}$ , а критическое значение  $I_{k1 kp}$  несколько меньше, чем при  $E_c = E'$ . Угол отсечки  $\Theta_{kp} < 90^\circ$ .

В усилителе мощности, работающем на частотах, при которых нужно учитывать инерционность транзистора, характер зависимостей  $I_{k1}$  от  $U_{6..3}$  при активной нагрузке остается таким же, хотя при счете приходится принимать во внимание сложную деформацию пульса тока  $i_k(\tau)$  с повышением частоты. Реакция выходного

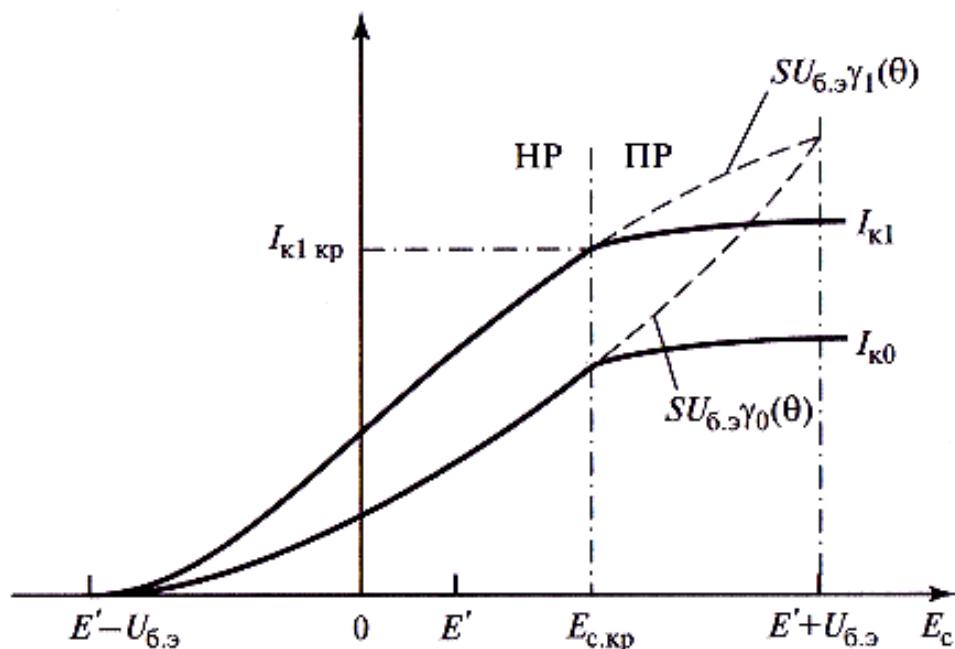
напряжения на ток  $i_k$  в НР невелика, и характер зависимостей  $I_{k1}$  ( $U_{6.3}$ ),  $I_{k0}$  ( $U_{6.3}$ ) по-прежнему определяется выбором  $E_c$ .

Перейдем к изучению влияния напряжения смещения  $E_c$  на режим усилителя мощности. Предположим, что  $U_{6.3}$ ,  $E_k$  и  $R_H$  постоянны. Тогда в НР влияние  $E_c$  на  $i_{k\text{м}} = SU_{6.3}(1 - \cos \Theta)$ ,  $I_{k1} = S U_{6.3} \gamma_1(\Theta)$  и  $I_{k0} = S U_{6.3} \gamma_0(\Theta)$  отображается лишь изменением угла отсечки  $\Theta$ . Поскольку величина  $(-\cos \Theta) = (E_c - E')/U_{6.3}$  линейно зависит от  $E_c$ , графики  $I_{k1}(E_c)$ ,  $I_{k0}(E_c)$  (рис. 3.9) в НР повторяют в ином масштабе функции  $\gamma_1(-\cos \Theta)$  и  $\gamma_0(-\cos \Theta)$  (см. рис. 2.8) соответственно.

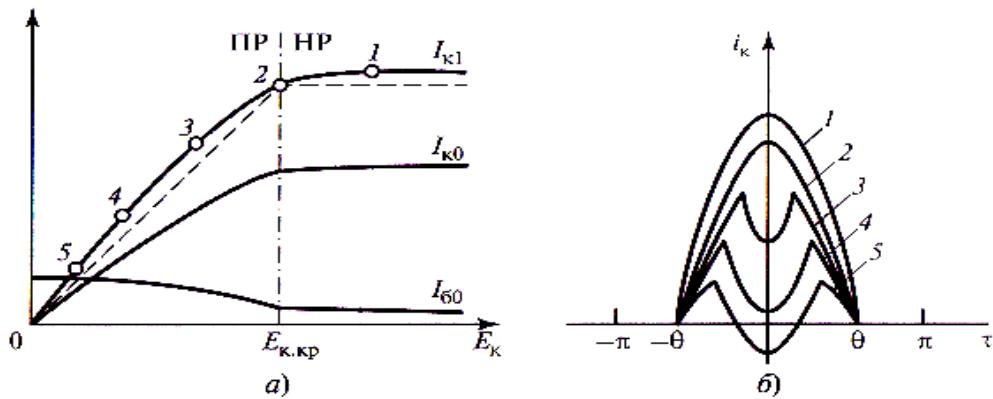
При некотором значении  $I_{k1}$  и  $\Theta$  амплитуда  $U_h$  достигает критического значения, и при дальнейшем увеличении  $E_c$  в импульсе тока коллектора появляется провал. При этом с увеличением  $E_c$  значения  $I_{k1}$  и  $I_{k0}$  возрастают весьма медленно, и в первом приближении их можно считать постоянными. Очевидно, что значение  $E_c$ , при котором наступает КР, зависит от напряжений  $U_{6.3}$ ,  $E_k$  и сопротивления нагрузки  $R_H$ .

Рассмотрим влияние напряжения питания выходной цепи  $E_k$  на режим усилителя мощности на безынерционном АЭ. Анализ зависимостей  $I_{k1}$ ,  $I_{k0}$ ,  $I_{60}$  от  $E_k$  при фиксированных  $U_{6.3}$ ,  $E_c$ ,  $R_B$  удобно

начать со значения  $E_k$ , при котором АЭ находится в КР, т.е.  $U_H = U_{h\text{кр}}$ . При увеличении  $E_k > E_{k\text{кр}}$  режим становится недонапряженным и форма импульса тока  $i_k(\tau)$  в пренебрежении реакции  $U_{k\text{э}}$



**Рис. 3.9. Зависимости амплитуды первой гармоники и постоянной составляющей тока коллектора от напряжения смещения безынерционного АЭ**



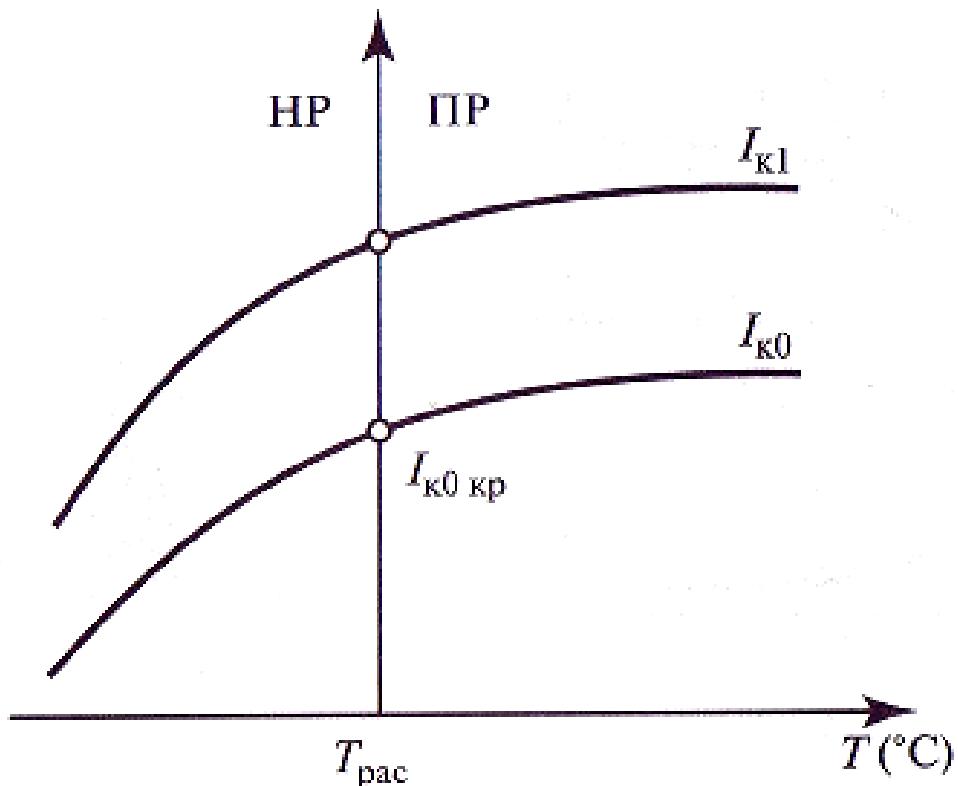
**Рис. 3.10.** Зависимости амплитуды первой гармоники тока коллектора и постоянных составляющих токов коллектора и базы от напряжения питания коллектора (а) и формы импульсов тока  $i_k(\tau)$  (б) при значениях  $E_k$ , соответствующих точкам, показанным на рис. 3.10, а

определяется только значением  $U_{6,3}$ . Иными словами, в области  $E_k > E_{k,kp}$  токи  $I_{k1}$ ,  $I_{k0}$  и  $I_{60}$  остаются почти постоянными (рис. 3.10, а).

При уменьшении  $E_k < E_{k,kp}$  транзистор переходит в ПР, в импульсе тока появляется провал и амплитуда первой гармоники тока  $I_{k1}$  вместе с  $I_{k0}$  убывает. При  $E_k = 0$  ток, протекающий в цепи коллектора, обращается практически в нуль (рис. 3.10, б). Для приближенных оценок можно считать, что в области ПР  $I_{k1}$  меняется пропорционально  $E_k$  (штриховая линия на рис. 3.10, а). Зависимость  $I_{k0}(E_k)$  значительно более нелинейная. Входной ток  $I_{60}$  с уменьшением  $E_k$  несколько возрастает (см. рис. 3.10, а). Рассмотрим влияние температуры на режим усилителя мощности. Вопрос о влиянии температуры на режим оказывается особенно важным не только при изучении работы усилителей мощности на биполярных транзисторах в диапазоне температур окружающей среды, но и при исследовании вариации параметров, влияющих на мощность, рассеиваемую транзистором.

Как отмечено в § 2.1, с повышением температуры статическая характеристика транзистора сдвигается влево и ее крутизна уменьшается (см. рис. 2.3). Главную роль играет изменение  $E'$ , поэтому в первом приближении анализ влияния температуры на  $I_{k1}$ ,  $I_{k0}$  сводится к изучению влияния изменения  $E'$  на токи при фиксированных  $U_{6,3}$ ,  $E_c$ ,  $E_k$  и  $R_H$ .

Предположим, что при средней расчетной рабочей температуре  $T_{pac}$  режим критический. Понижение температуры, как видно из рис. 2.4, вызовет уменьшение высоты импульса тока и угла отсечки.



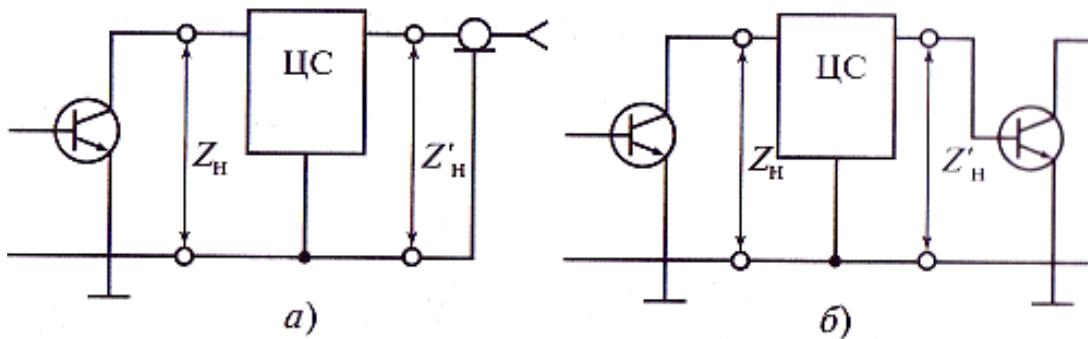
**Рис. 3.11. Зависимости амплитуды первой гармоники и постоянной составляющей коллекторного тока от температуры транзистора**

При этом  $I_{k1}$  уменьшится и режим станет недонапряженным. Увеличение температуры, напротив, приведет к увеличению  $I_{k1}$  и  $U_H = I_{k1} R_H$  а значит к ПР. Из-за появления провала в импульсе тока рост  $I_{k1}$   $I_{k0}$  с увеличением Т будет небольшим (рис. 3.11). Рассеиваемая на коллекторе мощность несколько увеличится, что вызовет дополнительный нагрев транзистора.

Анализ влияния вариаций  $T$  и других параметров на режим генератора показывает необходимость принятия специальных мер для стабилизации режима АЭ в усилителе мощности. Стабилизировать режим при изменении одного или нескольких параметров можно, регулируя (желательно автоматически) какой-либо параметр так, чтобы основные энергетические параметры  $P_1$ ,  $\eta_A$ ,  $P_{\text{рас}}$  поддерживались неизменными. Например, уменьшение  $E'$ , вызванное увеличением температуры, можно скомпенсировать, уменьшив напряжение смещения  $E_c$ .

### 3.8. Простые цепи согласования в усилителях мощности

Цель согласования включается между выходными зажимами АЭ и нагрузкой — реальным потребителем энергии высокочастотных колебаний. Нагрузкой выходного каскада служит сопротивление антенны, пересчитанное ко входу фидера (рис. 3.12, а), нагрузкой промежуточного — входное сопротивление следующего каскада (рис. 3.12, б). Комплексное (полное) сопротивление внешней нагрузки  $Z_n$  обычно отличается от комплексного сопротивления  $Z_H$



**Рис. 3.12. Нагрузка усилителя мощности в виде линии передачи, согласованной с антенной (а), и в виде входной цепи следующего каскада (б)**

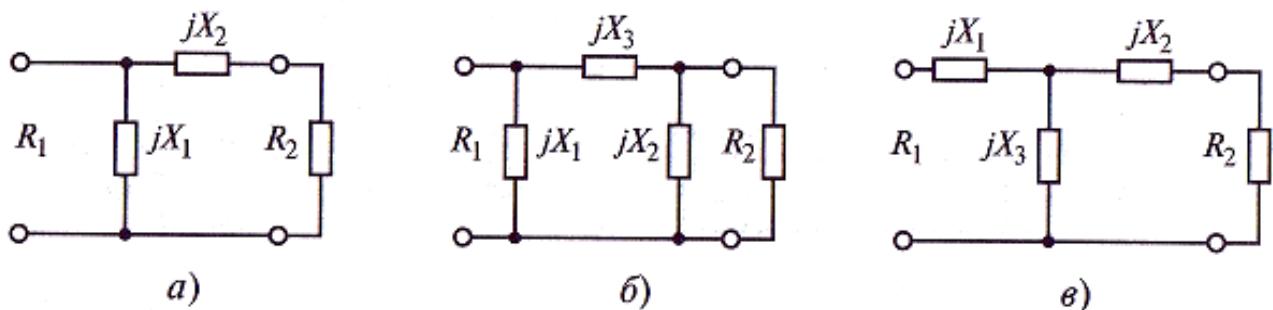
(например, сопротивления  $R_{\text{н.кп}}$ ), требуемого для реализации оптимального режима работы АЭ. Преобразование (трансформация) комплексного сопротивления нагрузки  $Z'_H$  в оптимальное комплексное сопротивление  $Z_H$  является важнейшей функцией ЦС. Кроме того, ЦС должна обеспечивать требуемую полосу пропускания (в общем случае форму амплитудно- и фазочастотных характеристик усилителя) и иметь малые собственные потери. К ЦС выходных каскадов предъявляются также весьма жесткие требования по фильтрации гармоник: мощность побочных излучений должна быть в пределах

$25 \cdot 10^{-6} \dots 1 \cdot 10^{-3}$  Вт в зависимости от диапазона частот, мощности и назначения передатчика.

В качестве простых ЦС в ламповых и транзисторных усилителях мощности широко применяются Г-, П- и Т-образные реактивные четырехполюсники или их комбинации (рис. 3.13). Рассмотрим трансформирующие свойства простейшего из них — Г-образного (рис. 3.13, а).

Функции реактивных элементов здесь четко разделены: элемент  $jX_2$  осуществляет трансформацию сопротивления  $R_2$  в требуемую величину  $R_1$ , а  $jX_1$  компенсирует возникающую при этом реактивную составляющую. Чтобы найти значения  $X_1$  и  $X_2$  пересчитаем на заданной частоте комплексное сопротивление последовательной цепи  $Z_2 = R_2 + jX_2$  в параллельный эквивалент

$$Y_2 = 1/(R_2 + jX_2) = (R_2 - jX_2)/(R_2^2 + X_2^2). \quad (3.12)$$



**Рис. 3.13. Обобщенные схемы цепей связи в виде Г- (а), П- (б) и Г-образного (в) реактивных четырехполюсников**

Входная проводимость Г-образной цепи  $Y_H$  становится чисто активной и равной,  $1/R_1(Y_H = Y_2 + 1/jX_1 = 1/R_1)$  если выполнены два условия:

$$\operatorname{Re} Y_2 = \frac{1}{R_2(1+Q^2)} = \frac{1}{R_1}, \quad \operatorname{Im} Y_2 = -\frac{X_2}{R_1 R_2} = \frac{1}{X_1},$$

где  $Q = |X_2|/R_2$  — добротность цепи. Из первого условия следует, что добротность  $Q$  однозначно определяется отношением сопротивлений:

$$Q = \sqrt{(R_1/R_2) - 1} \quad (3.13)$$

причем  $Q$  вещественно, т.е. цепь физически реализуема, если выполнено неравенство  $R_1 > R_2$ . Значения  $X_1$  и  $X_2$  в этом случае определяются выражениями

$$|X_1| = R_1/Q; \quad |X_2| = Q R_2 \quad (3.14)$$

причем знаки  $X_1$  и  $X_2$  должны быть противоположными. Последнее обуславливает две возможные конфигурации Г-цепи (рис. 3.14). Первая представляет собой звено типа фильтра нижних частот, вторая — звено типа фильтра верхних частот. Трансформирующие свойства обеих схем одинаковы, а входное комплексное сопротивление первой цепи преобразуется во входное комплексное сопротивление второй цепи после замены переменной  $j\omega/\omega_0$  на  $\omega_0/j\omega$ , где  $\omega_0$  — рабочая частота, на которой входное сопротивление ЦС активно и  $|Z_H| = R_1$ .

Имея в виду эту взаимосвязь, ограничиваемся далее изучением свойств одной из схем, например первой (рис. 3.14, a). Эта схема чаще применяется в усилителях мощности, поскольку обеспечивает лучшую фильтрацию высших гармоник тока АЭ.

Цепь на рис. 3.14, a можно рассматривать как параллельный колебательный контур с добротностью  $Q$  (3.13). При малых  $Q$  такая цепь имеет широкую полосу пропускания, т. е. имеет плохую фильтрацию.

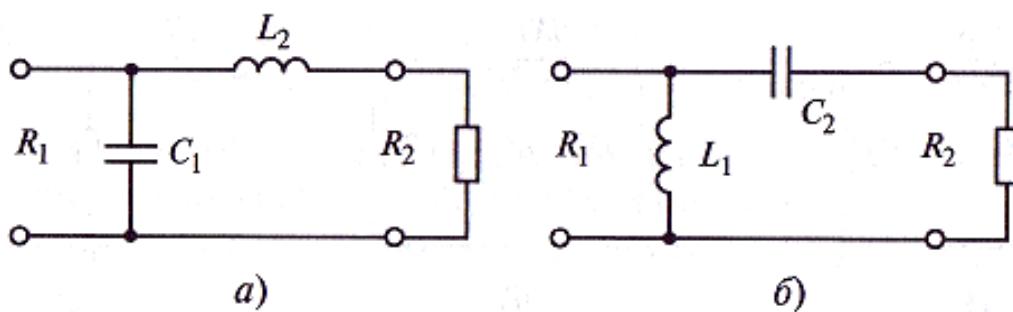


Рис. 3.14. Две возможные схемы Г-звена типа фильтра нижних (a) и верхних (б) частот

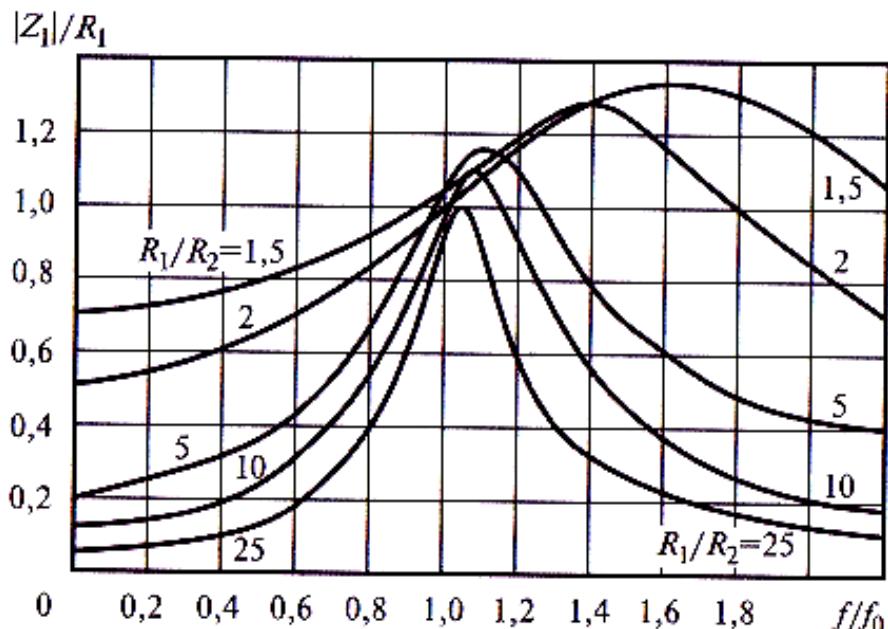
Кроме того, максимум нормированной частотной характеристики  $|Z_H(j\omega)/R_1|$  смещен вправо относительного  $\omega_0$  и превышает единицу. С ростом  $Q$  фильтрация улучшается, но сужается полоса пропускания цепи. Это хорошо иллюстрирует рис. 3.15, на котором приведены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) ЦС для нескольких значений отношения  $R_1/R_2$ . При  $R_1/R_2 > 2$ , что соответствует  $Q > 1$ , полосу пропускания такой цепи (с учетом асимметрии АЧХ) можно оценить по той же формуле, что и для параллельного контура:  $2\Delta\omega_0 \approx \omega_0/Q$ .

Важным параметром реальной ЦС является КПД. По определению КПД цепи согласования равен отношению полезной мощности  $P'_H$ , выделяемой в сопротивлении нагрузки  $R_2$ , к общей мощности  $P_1$ , поступающей на вход цепи:

$$\eta_{u.c} = P'_H / P_1$$

Для рассматриваемого звена (рис. 3.16, a) мощность  $P_1$  с учетом мощности  $P_r$  потерь в сопротивлении катушки индуктивности\*  $r$  равна сумме  $P'_H + P_r = 0,5 I_n^2 (R_2 + r)$  и, следовательно,

$$\eta_{u.c} = R_2 / (R_2 + r) = 1 - r / (R_2 + r). \quad (3.15)$$



**Рис. 3.15. Амплитудно-частотные характеристики Г-звена (см. рис. 3.14, a), нагруженного на сопротивление  $R_2$  при разных значениях отношения  $R_1/R_2$**

---

В соответствии с ГОСТ Р 52002—2003 следует применять термин «индуктивная катушка», но авторы здесь и далее используют термин «катушка индуктивности» в силу сложившейся в радиотехнике традиции.

Выразив сопротивления  $r$  и  $R_2 + r$  через добротность контура на «холостом ходу»  $Q_x$ , определяемую потерями в катушке индуктивности  $r = \omega_0 L / Q$ , и добротность  $Q$  нагруженного контура с сопротивлением  $R_2 + r = \omega_0 L / Q$ , получим

$$\eta_{\text{н.с}} = 1 - Q/Q_x \quad (3.16)$$

Это выражение, как показано ниже, является общим для КПД произвольной ЦС, эквивалентной одиночному колебательному контуру.

При заданных сопротивлениях  $R_1$ ,  $R_2$  и добротности  $Q_x$  однозначно определяются все параметры Г-образной схемы. Это ограничивает применимость Г-звеньев в качестве ЦС, поскольку в одних случаях оказывается неудовлетворительной фильтрация высших гармоник, в других — неудовлетворительный КПД или полоса пропускания.

Фильтрацию побочных гармоник можно увеличить, включив в индуктивное плечо цепи рис. 3.16, *a* дополнительный фильтр  $L_\phi C_\phi$  настроенный на частоту основной гармоники выходного тока АЭ и получить схему рис. 3.16, *b*. В этом случае

$$\eta_{\text{ц.с}} = 1 - Q_\Sigma / Q_x; \quad 2\Delta\omega = \omega_0 / Q_\Sigma,$$

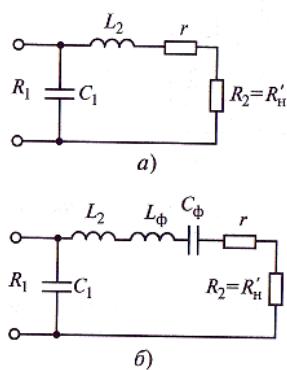
где  $Q_\Sigma = \omega_0 (L_2 + L_\phi) / (R_2 + r)$  — добротность ЦС;  $r$ ,  $Q_x$  — сопротивление потерь

и собственная добротность всей катушки индуктивности. Считая  $r \ll R_2$ , получаем  $Q_\Sigma = Q + Q_\phi$ , где  $Q_\phi = \omega_0 L_\phi / R_2$  т.е. увеличивается в  $(1 + L_\phi / L_2)$  раз.

Улучшение фильтрации таким путем достигается благодаря сужению полосы пропускания и снижению КПД ЦС.

Рассмотрим теперь схемы с тремя реактивными элементами, образующими П- и Т-схемы. Их можно получить встречным соединением двух Г-звеньев, как показано на рис. 3.17. Звенья преобразуют оконечные сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  в некоторое промежуточное сопротивление  $R_0$ , причем  $R_0 < \min(R_1, R_2)$  для П-схем и  $R_0 > \max(R_1, R_2)$  для Т-схем. П- и Т-схемы, как показано ниже, являются дуальными.

Схема 1 в табл. 3.1 соответствует соединению двух Г-звеньев типа фильтра низких частот (ФНЧ). При соединении двух Г-зве-



**Рис. 3.16. Схема Г-звена типа фильтра низких частот с сопротивлением потерь в индуктивности (*a*) и схема с дополнительным фильтром (*b*)**

Таблица 3.1

П-образные цепи связи и формулы для расчета их элементов

Номер схемы	Схема цепи связи	Расчетные формулы
1		$Q_1 = \sqrt{R_1/R_0 - 1}$ ; $Q_2 = \sqrt{R_2/R_0 - 1}$ ; $\omega C_1 = Q_1/R_1$ ; $\omega C_2 = Q_2/R_2$ ; $\omega L_3 = QR_0$ . Добротность ЦС $Q = Q_1 + Q_2$ . Сопротивление $R_0$ задают. Условие реализуемости: $R_0 < \min(R_1, R_2)$
2		$\omega L_\Phi = 1/(\omega C_\Phi) = Q_\Phi R_0$ . Значение $Q_\Phi$ задают. Элементы $C_1, C_2, L_3$ рассчитываются по формулам для схемы 1. Добротность ЦС $Q_\Sigma = Q + Q_\Phi$
3		$Q_1 = \sqrt{R_1/R_0 - 1}$ ; $Q_2 = \sqrt{R_2/R_0 - 1}$ ; $\omega L_1 = R_1/Q_1$ ; $\omega C_2 = R_2/Q_2$ ; $1/(\omega C_3) = Q_1 R_0$ ; $\omega L_3 = Q_2 R_0$ . Добротность ЦС $Q = Q_1 + Q_2$ . Сопротивление $R_0$ задают. Условие реализуемости: $R_0 < \min(R_1, R_2)$
4		Элементы $L_1, C_2$ рассчитываются по формулам для схемы 3; $1/(\omega C_3) = R_0(Q_2 - Q_1)$ . Добротность ЦС $Q = Q_1$ . Сопротивление $R_0$ задают. Условие реализуемости: $R_1 > R_2 > R_0$
5		Элементы $L_1, C_2$ рассчитываются по формулам для схемы 3; $\omega L_3 = R_0(Q_2 - Q_1)$ . Добротность ЦС $Q = Q_2$ . Сопротивление $R_0$ задают. Условие реализуемости: $R_2 > R_1 > R_0$
6		$Q_1 = \sqrt{R_1/R_0 - 1}$ ; $Q_2 = \sqrt{R_2/R_0 - 1}$ ; $\omega L_1 = R_1/Q_1$ ; $\omega L_2 = R_2/Q_2$ ; $1/(\omega C_3) = QR_0$ . Добротность ЦС $Q = Q_1 + Q_2$ . Сопротивление $R_0$ задают. Условие реализуемости: $R_0 < \min(R_1, R_2)$

Рис. 3.16. Схема Г-звена типа фильтра нижних частот с сопротивлением потерь в индуктивности (а) и схема с дополнительным фильтром (б)

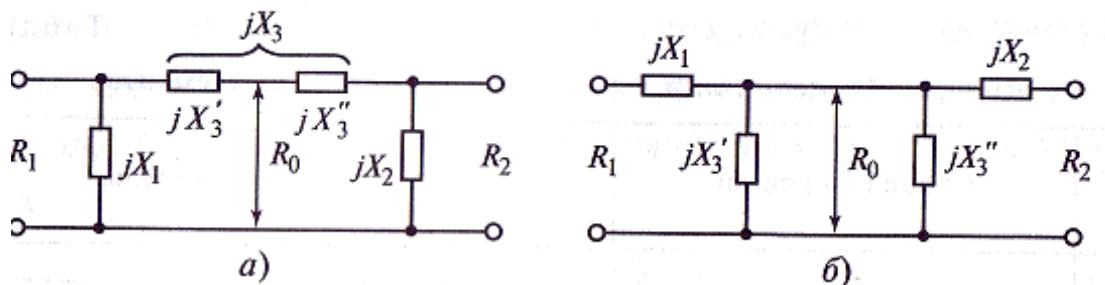


Рис. 3.17. Соединение двух Г-звеньев с образованием П-образной (а) и Т-образной (б) цепи

ньев разных типов получается схема 3, содержащая четыре реактивных элемента. Заменяя последовательную цепь  $L_3-C_3$  эквивалентной (имеющей то же реактивное сопротивление на рабочей частоте  $\omega_0$ ) емкостью  $C_3$  или индуктивностью  $L_3$ , получаем схемы 4 и 5 табл. 3.1.

Схема 6 соответствует встречному включению Г-звеньев типа фильтра верхних частот (ФВЧ).

Формулы для расчета элементов П-схем приведены в третьей графе табл. 3.1. Здесь сопротивления  $R_1$  и  $R_2$  считаются известными, а величина  $R_0$  — свободным параметром. Объединяемые Г-звенья трансформируют оконечные сопротивления  $R_1$ ,  $R_2$  в промежуточное сопротивление  $R_0$ , тем самым согласно (3.13) определяются добротности Г-звеньев  $Q_1$ ,  $Q_2$  и далее по формулам (3.14) их элементы. В свою очередь, как видно из табл. 3.1, парциальные добротности  $Q_1$ ,  $Q_2$  определяют добротность всей схемы  $Q$ : например:  $Q = Q_1 + Q_2$  для схемы 1;  $Q = Q_1$  — для схемы 4;  $Q = Q_2$  — для схемы 5. Таким образом, в трехэлементных П-схемах можно реализовать заданную трансформацию сопротивлений, причем отношение  $R_1 / R_2$  в отличие от простых Г-звеньев может быть как больше, так и меньше единицы, а выбором свободного параметра  $R_0$  удается обеспечить требуемую добротность схемы.

Добротность, приведенная в табл. 3.1, определяет полосу пропускания П-контура

$$2\Delta\omega_0 = \omega_0/Q \quad (3.17)$$

при условии, что схема возбуждается от источника тока с высоким внутренним сопротивлением ( $R_g \gg R_1$ ). При учете  $R_g$  величина  $Q$  в (3.17) должна быть заменена эквивалентной  $Q_e = QR_g/(R_g + R_1)$ . В то же время при расчете КПД цепи согласования в формуле (3.16) всегда следует использовать значение  $Q$  из табл. 3.1.

В выходных каскадах усилителей мощности широко используется П-схема с двумя емкостными связями (схема 1 в табл. 3.1), обеспечивающая лучшую фильтрацию высших гармоник. Рассмотрим выбор ее

параметров подробнее. Распорядимся свободным параметром  $R_0$  так, чтобы схема имела заданную добротность  $Q = Q_1 + Q_2$ . Исключив из формул для  $Q_1$  и  $Q_2$  (табл. 3.1) параметр  $R_0$ , получим соотношение

$$1 + Q_1^2 = (R_1/R_2)(1 + Q_2^2).$$

Заменим здесь  $Q_2$  разностью  $Q - Q_1$  найдем корень полученного квадратного уравнения

$$Q_1 = \frac{k_r Q - \sqrt{k_r Q^2 - (1 - k_r)^2}}{k_r - 1},$$

где  $k_r = R_1 / R_2$ . При  $k_r = 1$  имеем  $Q_1 = Q_2 = Q/2$ . Элементы цепи рассчитываются по формулам:

$$\omega C_1 = Q_1/R_1; \quad \omega C_2 = (Q - Q_1)/R_2; \quad \omega L_3 = R_1 Q/(1 + Q_1^2).$$

Цепь реализуема, если  $Q^2 > (R_1/R_2) - 1$  при  $R_1 > R_2$  и  $Q^2 > (R_2/R_1) - 1$  при  $R_1 < R_2$ . Для улучшения фильтрации гармоник в индуктивную ветвь П-контура можно включить дополнительный фильтр  $L_\phi$   $C_\phi$  (схема 2 в табл. 3.1). Улучшение фильтрации в данном случае, как и в схеме на рис. 3.16, б, достигается благодаряужению полосы пропускания и снижению КПД ЦС. Обратим внимание на один важный в практическом отношении случай выбора элементов П-контура:  $X_1 = X_2 = -X_3$ . Найдем входную проводимость П-контура, имеющего нагрузку сопротивлением  $R_2$ :

$$Y_H = \frac{1}{-jX_1} + \frac{1}{jX_3 - jX_2 R_2 / (R_2 - jX_2)}.$$

При  $|X_i| = X$  имеем

$$Y_H = \frac{1}{-jX} + \frac{R_2 - jX}{X^2} = \frac{R_2}{X^2}$$

и соответственно

$$Z_H = R_1 = \frac{X^2}{R_2}. \quad (3.18)$$

Соотношение (3.18) означает, что рассматриваемая схема является инвертором комплексного сопротивления и ее входное сопротивление при вариации  $R_2$  остается вещественным. Последнее

важно для обеспечения оптимального режима работы АЭ. (В общем случае ( $X_1 \neq X_2 \neq -X_3$ ) входное сопротивление П-контура вещественно только для расчетного значения  $R_2$ .) Значение  $X$  находим из (3.18):  $X = \sqrt{R_1 R_2}$

Отношение сопротивлений  $R_1/R_2$  может быть любым, однако при этом добротности схемы определяются однозначно:

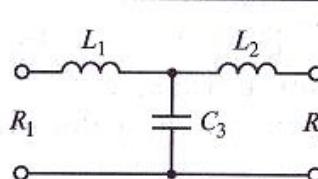
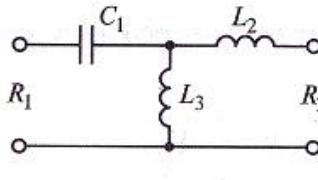
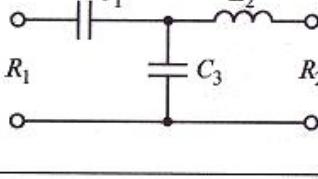
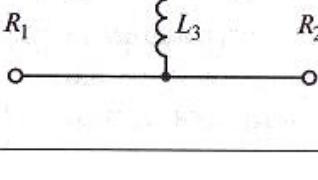
$Q_1 = 1/Q_2 = \sqrt{R_1/R_2}$  и, следовательно, однозначно определяются все характеристики ЦС.

Четыре варианта Т-схем и формулы для расчета их параметров приведены в табл. 3.2.

Сравним свойства П- и Т-схем. Запишем операторные выражения для входного сопротивления  $Z_{\pi}(p)$  схемы 1 из табл. 3.1 и входной проводимости  $Y_T(p) = 1/Z_T(p)$  схемы 1 из табл. 3.2, отметив элементы П-схем индексом «п», а элементы Т-схем индексом «т». Если сделать

Таблица 3.2

**Т-образные цепи связи и формулы для расчета их элементов**

Номер схемы	Схема цепи связи	Расчетные формулы
1		$Q_1 = \sqrt{R_0/R_1 - 1}; Q_2 = \sqrt{R_0/R_2 - 1};$ $\omega L_1 = Q_1 R_1; \omega L_2 = Q_2 R_2; 1/(\omega C_3) = QR_0.$ Добротность ЦС $Q = Q_1 + Q_2$ . Сопротивление $R_0$ задают. Условие реализуемости: $R_0 > \max(R_1, R_2)$
2		$Q_1 = \sqrt{R_0/R_1 - 1}; Q_2 = \sqrt{R_0/R_2 - 1};$ $1/(\omega C_1) = R_1 Q_1; \omega L_3 = R_2 Q_2; 1/(\omega L_3) = Q/R_0.$ Добротность ЦС $Q = Q_1 - Q_2$ . Сопротивление $R_0$ задают. Условие реализуемости: $R_0 > R_1 > R_2$
3		Элементы $C_1, L_2$ рассчитываются по формулам для схемы 2. $1/(\omega C_3) = R_0/Q$ . Добротность ЦС $Q = Q_2 - Q_1$ . Сопротивление $R_0$ задают. Условие реализуемости: $R_0 > R_2 > R_1$
4		$Q_1 = \sqrt{R_0/R_1 - 1}; Q_2 = \sqrt{R_0/R_2 - 1};$ $1/(\omega C_1) = R_1 Q_1; 1/(\omega C_2) = R_2 Q_2;$ $1/(\omega L_3) = Q/R_0$ . Добротность ЦС $Q = Q_1 + Q_2$ . Сопротивление $R_0$ задают. Условие реализуемости: $R_0 > \max(R_1, R_2)$

в выражении для  $Z_{\pi}(p)$  замены  $C_{\pi 1}$  на  $L_t$ ,  $L_{\pi 3}$  на  $C_t$ ,  $C_{\pi 2}$  на  $L_t$ , и  $R_{\pi 2}$  на  $G_t = R_t^{-1}$ , то получится выражение для  $Y_T(p)$ . Схемы, имеющие такое свойство, называют дуальными. Если, кроме того, выбран, элементы так, что

$$C_{\Pi 1}R_{\Pi 2} = L_{T1}G_{T2}, \quad C_{\Pi 2}R_{\Pi 2} = L_{T2}G_{T2}, \quad L_{\Pi 3}/R_{\Pi 2} = C_{T3}G_{T2},$$

то справедливо равенство

$$Z_{\Pi}(p)/R_{\Pi 2} = R_{T2}/Z_T(p). \quad (3.19)$$

При выполнении равенства (3.19) рассматриваемые схемы являются строго дуальными.

Из (3.19) следует, что если на частоте со П-схема имеет вещественное входное сопротивление  $R_{\Pi 1} = Z_{\Pi}(j\omega_0)$  и коэффициент трансформации сопротивления нагрузки  $R_{\Pi 1}/R_{\Pi 2}$ , то дуальная ей Т-схема также имеет вещественное входное сопротивление  $R_{T1} = Z_T(/co)$  и коэффициент трансформации сопротивления нагрузки  $R_{T1}/R_{T2}$ , обратный коэффициенту трансформации П-схемы.

Аналогичными рассуждениями можно показать, что схемы 2—4 из табл. 3.2 являются дуальными по отношению к схемам 4—6 из табл. 3.1, и найти для них условия выполнения равенства (3.19).

Отметим еще одно важное свойство дуальных П- и Т-цепей. Из (3.19) следует, что полюсы  $Z_{\Pi}(p)$  совпадают с нулями  $Z_T(p)$ . Следовательно, если П-контур работает на частоте параллельного резонанса, то в Т-контуре на этой частоте реализуется последовательный резонанс. В связи с этим П-контуры, применяемые в выходных и межкаскадных ЦС усилителей мощности, обеспечивают близкие к гармоническим напряжения на их входах и выходах. Т-схемы обычно применяются как межкаскадные ЦС, обеспечивающие при малых входных сопротивлениях биполярных транзисторов ток возбуждения, близкий к гармоническому. Кроме того, схемы, работающие вблизи последовательного резонанса, в том числе Т-контуры, широко используются в ключевых усилителях мощности (см. гл. 6).

### 3.9. Оценка фильтрации высших гармоник

Для расчета фильтрации высших гармоник в ЦС необходимо знать входное сопротивление фидера (или антенны) и элементов ЦС на основной частоте и частотах гармоник. Мощности, отдаваемые

2

АЭ на гармониках  $P_n = 0,5I_{kn}^2 \operatorname{Re} Z_n(jn\omega)$   $n = 2, 3$ , при малых потерях в ЦС можно считать равными излучаемой мощности, и их

нужно сравнивать с допустимой мощностью излучения на каждой гармонике. Введем обозначение  $Z_{\text{пп}} = Z_{\text{н}}(jn\omega_0)$  и рассмотрим отношение

$$P_n/P_1 = (I_{kn}/I_{k1})^2 (\operatorname{Re} Z_{\text{н}n}/\operatorname{Re} Z_{\text{н}1}). \quad (3.20)$$

Коэффициент  $I_{kn}/I_{k1}$  характеризует вес  $n$ -й гармоники в выходном токе АЭ. Его можно оценить по отношению соответствующих коэффициентов разложения:  $I_{kn}/I_{k1} \approx \alpha_n(\Theta)/\alpha_1(\Theta)$ . Например, при  $\Theta = 90^\circ$ ,  $n = 2$  имеем  $I_{k2}/I_{k1} \approx 0,42$ , причем с увеличением  $n$  вес гармоник быстро падает.

Для оценки второго сомножителя в (3.20) введем коэффициент фильтрации ЦС для  $i$ -й гармоники тока

$$\Phi_n = \operatorname{Re} Z_{h1} / \operatorname{Re} Z_{hn}, \quad (3.21)$$

найденный при условии, что сопротивления фидера (или антенны) для первой и  $i$ -й гармоник одинаковы, т. е.  $R_{2n} = R_2$ . В этом случае вместо (3.20) получаем  $P_n/P_1 = (I_{kn}/I_{k1})^2/\Phi_n$ .

Значение отношения  $R_{2n}/R_2$  зависит от свойств антенны и фидера, соединяющего антенну с выходной цепью связи. Коэффициент  $\Phi_n$  характеризует собственно фильтрующие свойства ЦС: чем больше  $\Phi_n$ , тем лучше фильтрация.

Выражение (3.21) можно записать в более удобной для расчетов форме, если учесть, что для цепи без потерь мощность, поступающая на ее вход, равна мощности, рассеиваемой на нагрузке:

$$P_n = 0,5 |\dot{I}_{kn}|^2 \operatorname{Re}(Z_{hn}) = 0,5 |\dot{I}_{hn}|^2 R_2.$$

Отсюда следует одно из фундаментальных свойств цепей без потерь:

$$\operatorname{Re}(Z_{hn})/R_2 = |\mathbf{K}_{In}|^2, \quad (3.22)$$

где

$$\mathbf{K}_{In} = \dot{I}_{hn} / \dot{I}_{kn} \quad (3.23)$$

— коэффициент передачи ЦС по току. Таким образом, в соответствии с (3.22) и (3.23) нормированное значение входного комплексного сопротивления цепи без потерь равно модулю ее коэффициента передачи по току в квадрате. В частности, если при  $n = 1$  ЦС настроена в

резонанс, то согласно (3.22)  $|\mathbf{K}_{I1}|^2 = R_1/R_2$  и (3.19) можно переписать в виде

$$\Phi_n = R_1 / (R_2 |\mathbf{K}_{In}|^2) = |\mathbf{K}_{I1} / \mathbf{K}_{In}|^2. \quad (3.24)$$

Рассмотрим несколько примеров. Начнем с расчета  $\Phi_n$  для простых Г-образных звеньев типа фильтров нижних и верхних частот (см. рис. 3.14).

При  $Q > 3$  каждую из этих цепей можно рассматривать как настроенный колебательный контур. Коэффициент передачи по току такой ЦС имеет вид

$$K_{II} = \frac{jX_{1n}}{j(X_{1n} + X_{2n}) + R_2},$$

где  $X_{1n} = -1/(n\omega_0 C_1) = -p/n$ ,  $X_{2n} = n\omega_0 L_2 = np$  для схемы на рис. 3.14, а;  $X_{1n} = n\omega_0 L_1 = pn$ ,  $X_{2n} = -1/(\omega_0 C_2) = -p/n$  — для схемы на рис. 3.14, б;  $R_2 = p/Q$  — для обеих схем; здесь  $p$  — характеристические сопротивления контуров, показанных на рис. 3.14, а, б. Для первой схемы имеем

$$K_{II} = \frac{-jp/n}{jp(n - 1/n) + p/Q}.$$

Отсюда

$$|K_{II}|^2 = \frac{1}{(n^2 - 1)^2 + (n/Q)^2}, \quad n \geq 1;$$

в частности при  $n = 1$

$$|K_{II}|^2 = Q^2 = R_1/R_2. \quad (3.26)$$

Поделив (3.26) на (3.25), найдем в соответствии с (3.21) коэффициент фильтрации Г-звена типа ФНЧ

$$\Phi_n = Q^2(n^2 - 1)^2 + n^2 \quad (3.28)$$

Аналогично для второй схемы (Г-звена типа ФВЧ) находим  $\Phi_n = Q^2(1 - 1/n^2)^2 + 1/n^2$ . Таким образом, фильтрация в первой схеме 4 почти в  $n$  раз выше, чем во второй.

Полученный результат объясняется тем, что каждый элемент типа параллельной емкости ( $C_p$ ) или последовательной индуктивности ( $L_s$ ) вносит в фильтрацию вклад, пропорциональный  $n^2$ . Г-звено типа ФНЧ содержит два таких элемента, поэтому в формуле (3.27)  $\Phi_n$  ос  $n^4$ . Г-звено типа ФВЧ содержит только элементы  $C_s$ ,  $L_p$ , «свободно» пропускающие высокие частоты, поэтому коэффициент

фильтрации высших гармоник для такой цепи практически не зависит от  $n$ . Зато ситуация меняется, если в схеме (например, в каскаде умножения частоты) ток АЭ содержит субгармоники основной частоты  $\omega_s$ . Для этих частот

$n = \omega_s/\omega_0 < 1$  и Г-звено типа ФВЧ обеспечивает более эффективную фильтрацию, чем Г-звено типа ФНЧ, в котором  $\Phi_n$  при  $n < 1/2$  практически не зависит от частоты.

При расчете коэффициента передачи по току в схеме Г-звена с дополнительным фильтром (см. рис. 3.16, б) пренебрежем сопротивлением нагрузки  $R_2$  и примем, как и прежде,  $Q > 3$ . В результате получим приближенно

$$\Phi_n = Q_\Sigma^2 (n^2 - 1)^2 n > 2, \quad (3.28)$$

где  $Q_\Sigma = Q(1 + L_\phi/L_2)$ . Как видим, фильтрация в схеме повысилась в связи с увеличением в  $(1 + L_\phi/L_2)$  раз добротности контура. Зависимость от  $n$  осталась прежней, поскольку число реактивных элементов типа  $C_p, L_s$ , не изменилось.

Обратимся к изучению фильтрующих свойств П-контура (схема 1, табл. 3.1). Будем считать, что добротность первого Г-звена  $Q_1 > 3$ , а добротность второго может быть любой  $Q_2 \geq 0$ . При  $Q_2 = 0$  П-контура превращается в обычное Г-звено типа ФНЧ. Ток  $n$ -й гармоники в индуктивной ветви П-контура определяется выражением

$$I_{L_n} = I_{kn} \frac{Z_{1n}}{Z_{L_n} + Z_{1n} + Z_{2n}}, \quad n = 1, 2, 3, \dots,$$

где  $Z_{1n} = 1/(jnC_1); Z_{L_n} = jn\omega L_3; Z_{2n} = R_2/(1 + jnQ_2); Q_2 = \omega C_2 R_2$ . Пересчитаем комплексное сопротивление  $Z_{2n}$  в последовательный эквивалент, пренебрежем его активной составляющей и учтем, что на основной частоте (при  $n = 1$ ) в цепи  $(Z_L + Z_1 + \text{Im}Z_2)$  имеет место резонанс, т.е. выполняется равенство  $\omega L_3 = 1/(\omega_0 C_{13})$ , где

$$1/C_{13} = 1/C_1 + [Q_2^2/(1 + Q_2^2)]/C_2$$

Пренебрегая изменением эквивалентной емкости  $C_{13}$  при переходе на частоту  $n$ -й гармоники, получаем приближенно

Учитывая, что ток в нагрузке связан с током в индуктивной ветви соотношением  $I_{hn} = I_{L_n}/(1 + n^2 Q_2^2)$ , находим коэффициент передачи по току

$$K_{I_n} = \frac{-jX_1/n}{jX_L(n - 1/n)(1 + jnQ_2)}$$

и далее по формуле (3.24) коэффициент фильтрации

$$\Phi_n = \frac{X_L^2 R_1}{X_1^2 R_2} (n^2 - 1)^2 (1 + nQ_2)^2. \quad (3.30)$$

Принимая во внимание расчетные формулы для элементов П-контура (см. табл. 3.1), получаем окончательно

$$\Phi_n = Q^2 (n^2 - 1) \frac{1 + (nQ_2)^2}{1 + Q_2^2}, n \geq 2 \quad (3.31)$$

Отметим, что по сравнению с Г-звеном типа ФНЧ при  $Q_2 > 1$  фильтрация высших гармоник улучшилась:  $\Phi_n \approx Q^2 n^6$ . Это обусловлено появлением третьего фильтрующего элемента — емкости  $C_2$ , включенной параллельно нагрузке.

Полученное соотношение (3.31) остается верным (с учетом принятых при выводе предпосылок) и для П-схемы с дополнительным фильтрующим контуром (схема 2, табл. 3.1). Как и для Г-звена с улучшенной фильтрацией, под  $Q$  здесь следует понимать добротность суммарной индуктивности  $L_3 + L_\phi$ :  $Q_\Sigma = Q(1 + L_\phi/L_3)$ .

### 3.10. Учет потерь в простых цепях согласования и общий КПД коллекторной цепи

Реальные элементы ЦС не являются чисто реактивными, поэтому в них теряется часть мощности  $P_x$ , отдаваемой АЭ. В

§ 3.8 уже было

введено отношение полезной мощности  $P'_n$ , поглощаемой ЦС, к колебательной мощности  $P_{xI}$ , называемое коэффициентом полезного действия ЦС

$$\eta_{u.c} = P'_n / P_1 = 1 - P_{u.c} / P_1 \quad (3.32)$$

где  $P_{u.c}$  — мощность потерь в ЦС.

В выходных каскадах стремятся получить максимальные значения  $\eta_{u.c}$  при выполнении требований к полосе пропускания и фильтрации гармоник. В промежуточных каскадах, если  $K_P$  выходного каскада велик и мощность потерь слабо влияет на общий КПД передатчика, допустимы меньшие значения  $\eta_{u.c}$ .

Рассмотрим расчет  $\eta_{u.c}$  для общего случая П-образных ЦС, эквивалентных одиночному колебательному контуру (см. табл. 3.1). Пересчитаем собственные потери цепи, сосредоточенные, как правило, в сопротивлении катушки индуктивности ( $r = (\omega L/Q_x)$ ), ко входу ЦС, т.е. к коллектору АЭ:

$$R_x = p^2 \rho Q_x,$$

где  $p$  — коэффициент включения;  $\rho = \omega L$  — характеристическое сопротивление контура. При фиксированных  $p$  и  $\rho$  значение  $R_x$  тем больше, чем больше собственная добротность ЦС  $Q_x$ . Аналогичным образом определяется сопротивление коллекторной нагрузки:

$$R_H = p^2 \rho Q,$$

где  $Q$  — добротность нагруженной цепи с учетом сопротивлений собственных потерь  $\varepsilon$  и нагрузки  $R_2 = R_H$ .

Учитывая, что колебательная мощность  $P_1$  по первой гармонике выделяется на эквивалентном сопротивлении

$R_H$  ( $P_1 = 0,5 U^2 H / R_X$ ), а мощность, рассеиваемая в ЦС, равна  $P_{ц.с} = 0,5 U^2 H / R_X$ , на основании (3.32) получаем

$$\eta_{ц.с} = 1 - R_H / R_X = 1 - Q / Q_x. \quad (3.33)$$

Последнее соотношение, как видим, совпадает с полученной ранее формулой (3.16). Из (3.33) следует, что при улучшении фильтрации благодаря увеличению  $Q$  при фиксированном значении  $Q_x$  снижается  $\eta_{ц.с}$ . Это справедливо и при увеличении  $Q$  за счет введения дополнительного фильтра  $L_\phi C_\phi$  в Г-образное звено (см. рис. 3.16, б) или П-контура (табл. 3.1, схема 2). В данном случае возрастает характеристическое сопротивление  $\rho = \omega (L_2 + L_\phi)$ , что приводит к увеличению сопротивления потерь  $r = \rho / Q_x$  и, как следствие, к уменьшению КПД ЦС.

Введем понятие общего КПД коллекторной цепи каскада как отношение мощности в нагрузке  $P_H$  к мощности  $P_0 = I_{k0} E_k$ , потребляемой от источника питания:

$$\eta_{общ} = P_H / P_0$$

Представив это выражение в виде  $\eta_{общ} = (P_H / P_0)(P_1 / P_0)$ , получим выражение  $\eta_{общ}$  через  $\eta_{ц.с}$  и  $\eta_\varepsilon$ :

$$\eta_{общ} = \eta_{ц.с} \eta_\varepsilon \quad (3.34)$$

Изучим зависимость нормированной мощности  $P_H / P_{1\ kр}$  и общего КПД от сопротивления нагрузки  $R_H$  при различных значениях нормированного сопротивления  $a = R_x / R_{H,kр}$ . Введя параметр  $a$  в выраже-

ния для  $\eta_{ц.с}$  (3.16) и идеализированных нагрузочных характеристик (3.9), (3.10), получим:

$$P_n / P_{1kp} = \begin{cases} [1 - R_n / (aR_{n,kp})] R_n / R_{n,kp} & npruR_n < R_{n,kp} \\ [1 - R_n / (aR_{n,kp})] R_{n,kp} / R_n & npruR_n \geq R_{n,kp} \end{cases} \quad (3.35)$$

$$\eta_{общ} = \begin{cases} [1 - R_n / (aR_{n,kp})] \eta_{э,кп} & npruR_n < R_{n,kp} \\ [1 - R_n / (aR_{n,kp})] \eta_{э,кп} & npruR_n \geq R_{n,kp} \end{cases}$$

где  $\eta_{ц.c} = 1 / (aR_{n,kp})$ ;  $\eta_{э,кп}$  — электронный КПД в критическом режиме. Из рис. 3.18 видно, что при достаточно больших  $a$  ( $a > 2$ ) максимальная мощность передается в нагрузку в критическом режиме. Там

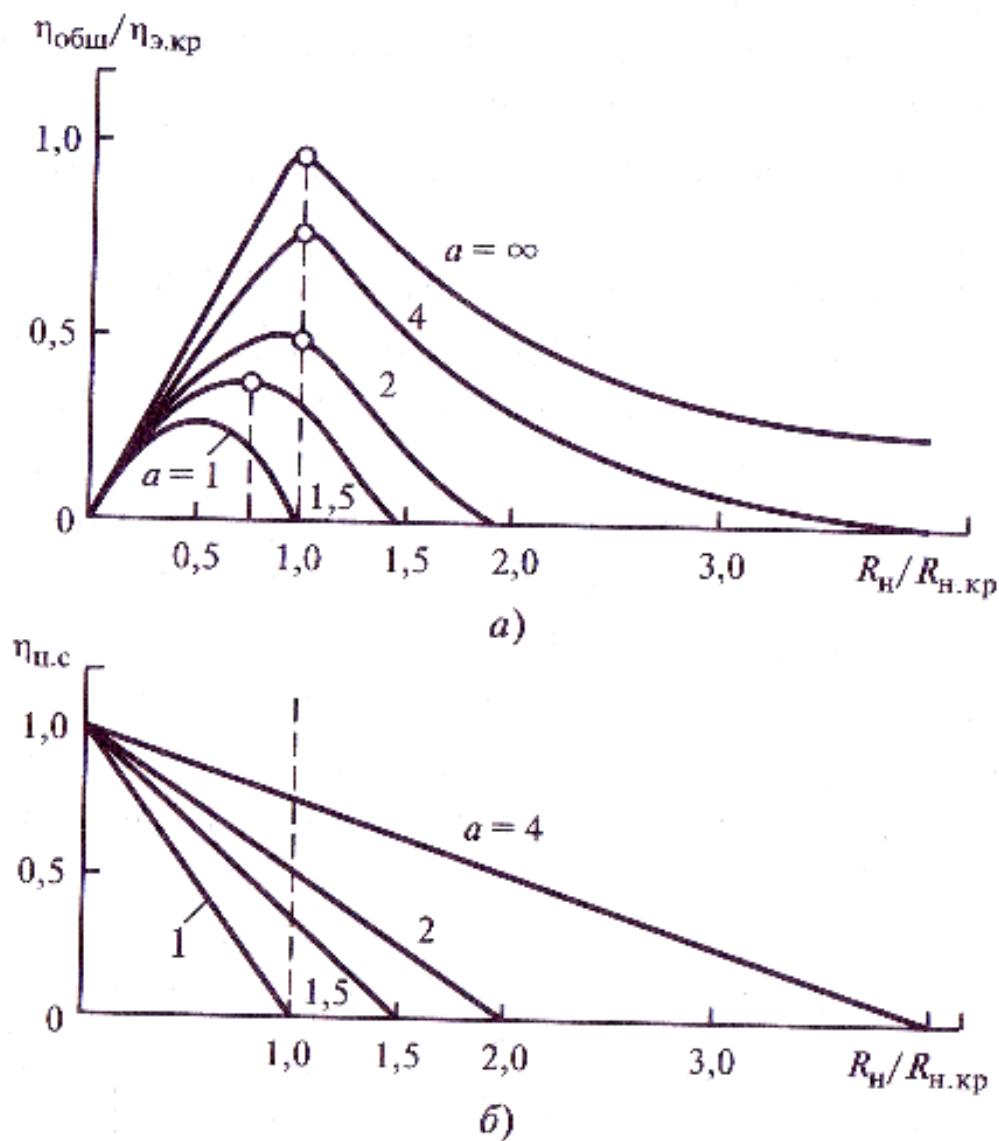


Рис 3.18 Зависимости общего КПД (а) и КПД цепи связи (б) от сопротивления нагрузки  $R_n$  при различных значениях  $a = R_x / R_{n,kp}$

же получается и максимум общего КПД. При  $a < 2$  максимум мощности получается в недонапряженном режиме при  $R_h = R_x/2$ . В этой же точке имеет место и максимум  $\eta_{общ}$ . Согласно (3.35) в этом случае  $\eta_{общ} = 0,5$  и лишь половина колебательной мощности поступает в нагрузку. Другая половина теряется в самой ЦС. Столь малые значения  $R_x$  в транзисторной технике практически не встречаются. В ламповой технике значение  $a = R_x/R_h < 2$  возможно на весьма высоких частотах, если достижимое значение  $R_x$  ограничено собственными емкостями лампы и монтажных элементов.

### 3.11. Принципиальные схемы усилителей мощности

#### Общий подход к построению принципиальных схем.

Построение принципиальной схемы усилителя мощности включает в себя два основных этапа. На первом этапе (по данным ранее рекомендациям) рассчитываются выходная и межкаскадные цепи согласования, призванные обеспечить оптимальный режим работы каскадов по первой гармонике. Полученная эквивалентная схема (пример показан на рис. 3.19) удобна для анализа частотной характеристики в полосе пропускания и оценки фильтрации высших гармоник тока. Однако она не содержит источников питания.

На втором этапе для получения полной принципиальной схемы усилителя эквивалентная схема для первой и высших гармоник дополняется цепями питания по постоянному току.

Основное назначение цепи питания выходного электрода АЭ (например, коллектора) состоит в том, чтобы создать замкнутый путь для постоянной составляющей тока от коллектора через источник питания на «землю» с минимальными потерями, обеспечив минимально возможное (допустимое) падение напряжения первой гармоники на входе источника питания.

Кроме того, цепь питания не должна вносить заметных дополнительных потерь мощности по первой гармонике, а ее реактивная компонента не должна ощутимо влиять на частотную характеристику

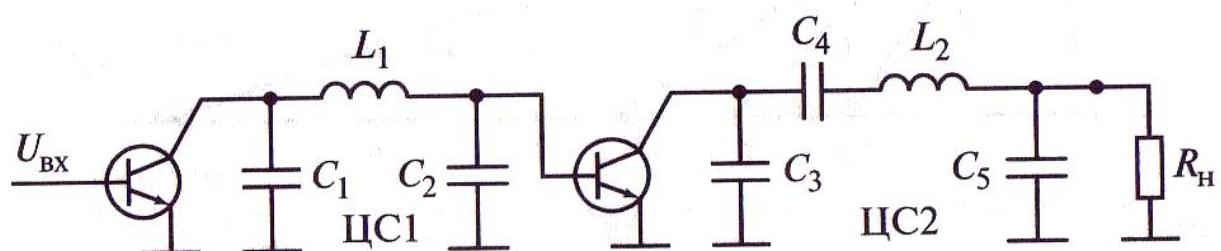


Рис. 3.19. Эквивалентная схема двухкаскадного усилителя для переменных составляющих напряжений и токов

ЦС. Если последние условия выполнить не удается, следует уточнить расчет ЦС и (или) предусмотреть подстройку цепи в резонанс.

Аналогичные требования предъявляются к входным цепям питания, обеспечивающим требуемое смещение на входе АЭ.

**Схемы выходных цепей усилителей мощности.** Полная схема выходной (и межкаскадной) цепи усилителя представляет собой композицию ЦС и цепи питания по постоянному току. Эти цепи могут быть включены последовательно или параллельно. Образованные таким образом схемы принято называть схемами последовательного питания и схемами параллельного питания соответственно.

Рассмотрим сначала простейшую схему последовательного питания коллекторной цепи (рис. 3.20, а). Цепь согласования состоит из элементов  $L_1$ ,  $C_1$ ,  $C_2$ ,  $R_h$  а цепь питания содержит источник питания  $E_k$ , катушку индуктивности  $L_1$ , и блокировочный конденсатор  $C_{бл}$ , назначение которого создавать путь токам гармоник, минуя источник питания.

Степень фильтрации первой гармоники напряжения на входе источника питания  $U_{h1}$  будем характеризовать коэффициентом фильтрации

Степень фильтрации считается достаточной, если  $\Phi$  лежит в пределах 50...200, т. е. напряжение первой гармоники на входе источника — в пределах 0,2...2,5 % напряжения  $U_k$ . Выходное сопротивление источника питания на рабочей частоте  $|Z_h(j\omega)|$ , как правило, неизвестно и может иметь разные значения. Однако в реальных схемах обычно выполняется соотношение  $|Z_h(j\omega)| \gg 1/(\omega C_{бл})$ , и для оценки фильтрации, пренебрегая сопротивлением источника, можно

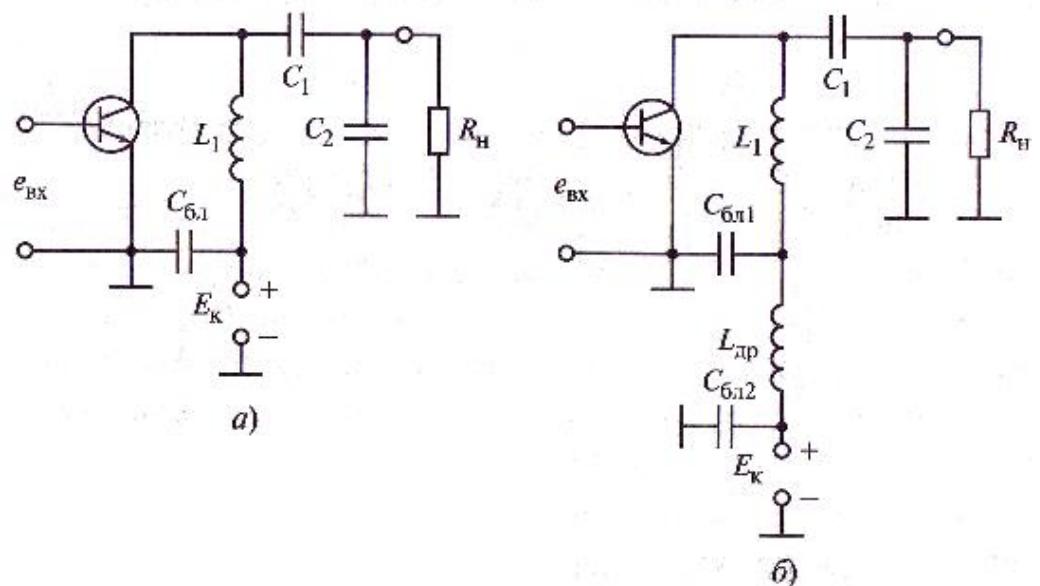


Рис. 3.20. Схемы последовательного питания коллекторной цепи: простая (а) и с П-образным фильтром (б)

считать напряжение  $U_{\text{H}1}$  равным напряжению на блокировочной емкости  $U_{C_{\text{бл}}}$ ,

В схеме рис. 3.20, *a* через конденсатор  $C_{\text{бл}}$  протекает ток контура  $U_K/X_{L_1}$ , и, следовательно, коэффициент фильтрации равен отношению сопротивлений,  $X_{L_1} = \omega L_1$  и  $X_{C_{\text{бл}}} = 1/\omega C_{\text{бл}}$ :

$$\Phi_C = X_{L_1} / X_{C_{\text{бл}}} \quad (3.36)$$

Отсюда, задавая значение  $\Phi_c = 50 \dots 200$ , находим требуемые значения сопротивления  $X_{C_{\text{бл}}} = X_{L_1} / \Phi_C$

и емкости  $C_{\text{бл}} = 1/(\omega X_{C_{\text{бл}}})$ .

Фильтрацию в схеме можно существенно улучшить, дополнив схему дросселем и конденсатором  $C_{\text{бл}2}$ , как показано на рис. 3.20, *б*. Индуктивность дросселя обычно больше индуктивности контура ( $L_{\text{др}} = \Phi_L L_1, \Phi_L > 1$ ), а сопротивления блокировочных конденсаторов значительно меньше  $X_{L_1}$ , ( $X_{C_{\text{бл}2}} = X_{L_1} / \Phi_{C_i}, \Phi_{C_i} > 10$ ). При этом

коэффициент фильтрации оказывается равным произведению:

$$\Phi = \Phi_{C_i} \Phi_L \Phi_{C_2} \quad (3.37)$$

Приняв  $\Phi_{C_i} = \Phi_{C_2} = 20 \dots 50, \Phi_L = 5 \dots 10$ , получим  $\Phi = 1000 \dots 25000$ . Эта оценка показывает, что схема на рис. 3.19, *б* позволяет обеспечить высокую степень фильтрации при вариации значений  $C_{\text{бл}2}$ ,  $C_{\text{бл}2}$ ,  $X_{\text{др}}$  в широких пределах и менее жестких требованиях к емкости  $C_{\text{бл}2}$ , чем в схеме рис. 3.20, *а*.

Две разновидности схемы параллельного питания показаны на рис. 3.21. В этих схемах создан специальный путь для постоянной

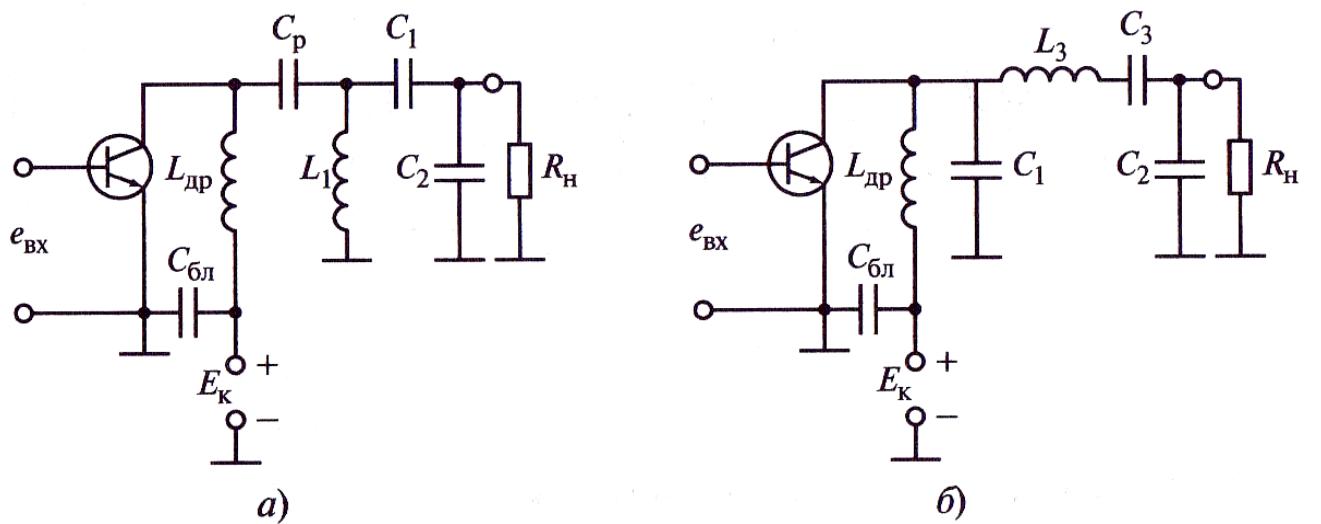


Рис. 3.21. Схема параллельного питания коллекторной цепи

составляющей тока  $I_{k0}$  (через дроссель), а токи гармоник замыкаются через ЦС. Разделительный конденсатор  $C_p$  в схеме рис. 3.21, *a* включен для предотвращения короткого замыкания источника питания через катушку колебательного контура.

Оценим амплитуду напряжения первой гармоники на входе источника питания  $E_k$ . Считая, как и ранее, выполненным соотношение

$|Z_n(j\omega)| \gg 1/(\omega C_{\delta n})$  находим

$$U_{n1} = U_{C_{\delta n}} = U_k X_{C_{\delta n}} / X_{op}$$

Для корректного сравнения со схемой последовательного питания обозначим

$$\Phi_C = X_1 / X_{C_{\delta n}}, \Phi_L = X_{op} / X_1$$

где  $X_1$  — сопротивление элемента контура, включенного параллельно дросселю;  $X_1 = \omega L_1$  — для схемы рис. 3.21, *a*;

$X_1 = 1/(\omega C_1)$  — для схемы рис. 3.21, *b*. В результате получим

$$\Phi = \Phi_L \Phi_C \quad (3.38)$$

Коэффициент  $\Phi_L$  не следует брать более 20. Это объясняется тем, что при длине провода дросселя  $l_{pr}$ , соизмеримой с рабочей длиной волны, дроссель можно рассматривать как длинную линию, замкнутую на конце. Длина линии равна  $l_{pr}$ . При  $l_{pr} \approx \gamma/2$  входное сопротивление линии становится близким к нулю. Чтобы избежать этого, рекомендуется брать

$$l_{pr} < \gamma/4.$$

Выбрав  $\Phi_L = 10...20$ ,  $\Phi_C = 20...100$ , получим достаточно высокие значения коэффициента фильтрации  $\Phi = 200..2000$ .

В заключение проведем сравнение схем последовательного и параллельного питания. При последовательном питании блокировочные элементы схемы не влияют на настройку ЦС. Это важное достоинство схемы. В альтернативном варианте дроссель включен параллельно контуру и его реактивное сопротивление сравнимо с характеристическим сопротивлением контура. Кроме того, межвитковая емкость дросселя и емкость разделительного конденсатора на «землю» увеличивают паразитную емкость колебательной системы. Это необходимо учитывать при расчете и настройке ЦС.

Крупный недостаток схемы последовательного питания состоит в том, что катушка и конденсатор контура находятся под высоким постоянным напряжением  $E_k$  и на них действует сравнимое с  $E_k$

переменное напряжение. Поэтому при конструировании мощных каскадов передатчиков катушку и конденсатор контура нужно изолиро-

вать от каркаса (корпуса) на напряжение равное  $2E_K$ . Этот недостаток легко устраняется в схеме параллельного питания (см. рис. 3.21, *a*). Заметим также, что схема параллельного питания (в простейшем варианте) неприменима для ЦС, имеющих емкостную связь с выходным электродом АЭ (коллектором или анодом).

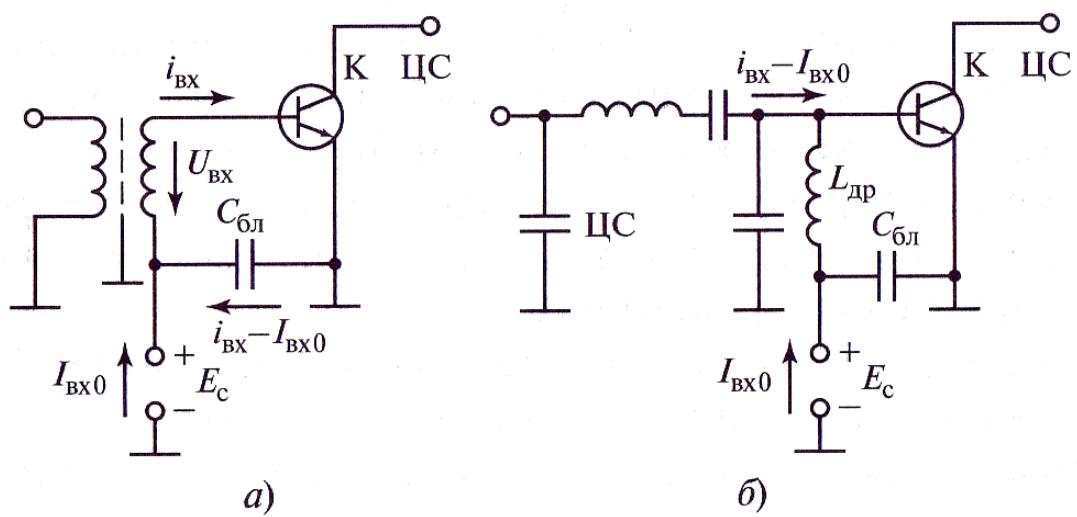
**Схема входных цепей усилителей мощности.** Схемы входных цепей в зависимости от способа создания напряжения смещения также подразделяются на схемы последовательного и параллельного питания.

В схеме последовательного питания (рис. 3.22, *a*) напряжение смещения подается на базу от источника  $E_c$  через вторичную обмотку трансформатора. Блокировочный конденсатор создает путь для первой и высших гармоник входного тока  $i_{bx}$ , минуя источник смещения. Емкость  $C_{бл}$  выбирается так, чтобы ее сопротивление  $X_C = 1/(\omega C_{бл})$  было мало по сравнению с входным сопротивлением транзистора по первой гармонике  $Z_{bx}$ :

$$X_C = |Z_{bx}| / \Phi_C, \Phi_C \gg 1.$$

В этом случае коэффициент фильтрации напряжения первой гармоники  $U_{bx} / U_{C_{бл}}$  оказывается равным  $\Phi_c$ , т. е.  $\Phi_c$  следует выбирать из соотношения  $\Phi_c > 50$ .

В схеме параллельного питания (рис. 3.22, *б*) напряжение смещения подается на базу через дроссель  $L_{др}$ . Дроссель включен параллельно ЦС и предотвращает короткое замыкание выхода ЦС на «землю» через источник питания. Конденсатор  $C_{бл}$  служит для дополнительной фильтрации первой и высших гармоник на входе источника  $E_c$ .



**Рис. 3.22. Схемы последовательного (*а*) и параллельного (*б*) питания входной цепи**

Реактивное сопротивление дросселя  $X_{dp} = \omega L_{dp}$  не должно заметно искажать частотную характеристику ЦС по первой гармонике, т.е. должно быть больше реактивного сопротивления элемента ЦС, включенного параллельно дросселю:

$$X_{dp} = A_L X_{u.c.vyx}, A_L = 10...20$$

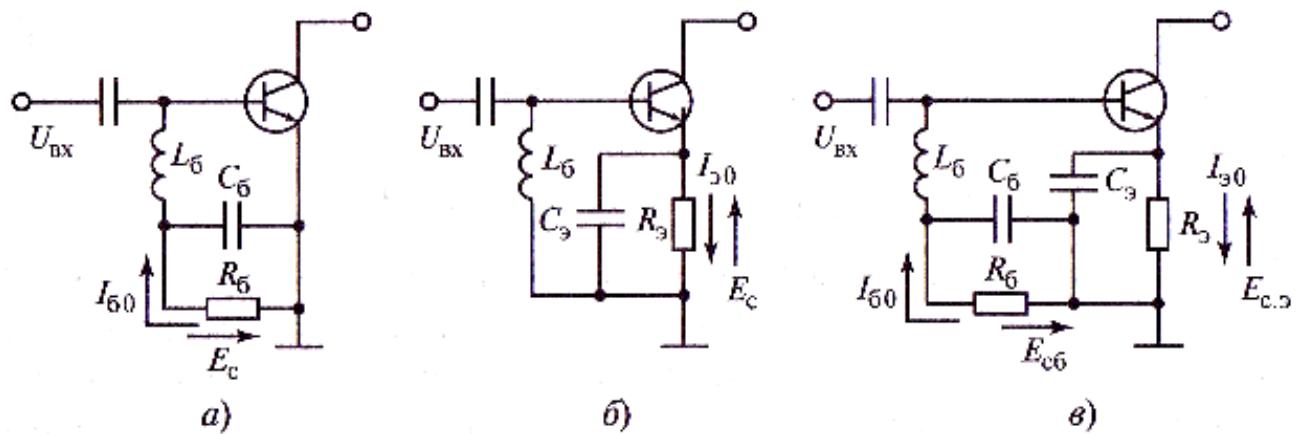
Если сопротивление,  $X_{C_{6a}} \ll X_{dp}$  то коэффициент фильтрации  $\Phi_C = U_{ex}/U_{C_{6a}}$  и его значение выбирают из соотношения  $\Phi_c > 50$ .

Заметим, что расстройку, вносимую реактивным сопротивлением дросселя, следует скорректировать при расчете частотной характеристики ЦС.

В мощных каскадах транзисторных передатчиков часто выбирают режим с нулевым смещением:  $E_c = 0$ . В этом случае угол отсечки лежит в диапазоне  $60...90^\circ$ , что обеспечивает оптимальный энергетический режим каскада и заметно упрощает схему входной цепи. Из нее можно исключить источник питания и блокировочный конденсатор  $C_{бл}$ , включив дроссель непосредственно между базой и эмиттером («землей»).

Если требуется запирающее смещение  $E_c < 0$ , то от внешнего источника также можно отказаться, применив автоматическое смещение от тока базы (рис. 3.23, а), тока эмиттера (рис. 3.23, б) или комбинированное (рис. 3.23, в). Цепи автосмещения, обеспечивая отрицательную обратную связь по постоянному току, в определенной степени стабилизируют режим каскада в заданном диапазоне температур.

Для упрощения схемы многокаскадного усилителя смещение в его промежуточных относительно маломощных каскадах обычно получают от источника коллекторного напряжения через делитель.



**Рис. 3.23. Схемы автоматического смещения от тока базы (а), тока эмиттера (б) и комбинированная (в)**

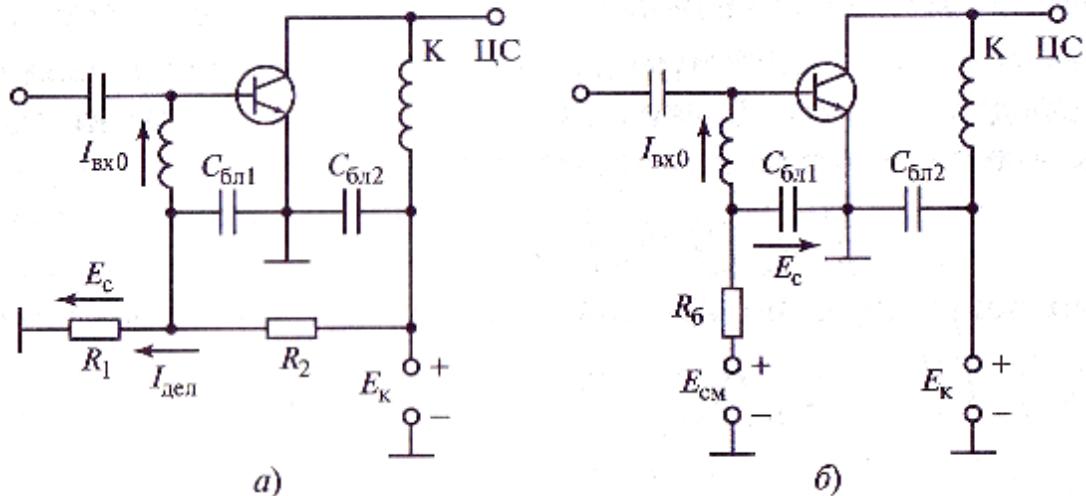


Рис. 3.24. Схема подачи напряжения смещения от источника коллекторного питания  $E_K$  через делитель  $R_1, R_2$  (а) и эквивалентная схема с источником  $E_{cm}$  и резистором  $R_6$  (б)

В такой схеме через резистор  $R_1$  протекает ток, равный ( $I_{дел} - I_{bx0}$ ), как показано на рис. 3.24, а. Выбирая ток делителя  $I_{дел} = (2...5)I_{bx0}$ , сопротивления  $R_1, R_2$  для получения заданного смещения рассчитывают по формулам:

$$R_1 = E_c / (I_{дел} - I_{bx0}), \quad R_2 = (E_K - E_c) / I_{дел}.$$

Применив теорему об эквивалентном генераторе, схему с делителем можно преобразовать к эквивалентной, показанной на рис. 3.24, б. Схема содержит источник ЭДС  $E_{cm}$  с внутренним сопротивлением  $R_6$ . Напряжение  $E_{cm}$  равно падению напряжения на резисторе  $R_1$  при  $I_{bx0} = 0$ :

$$E_{cm} = E_c R_1 / (R_1 + R_2)$$

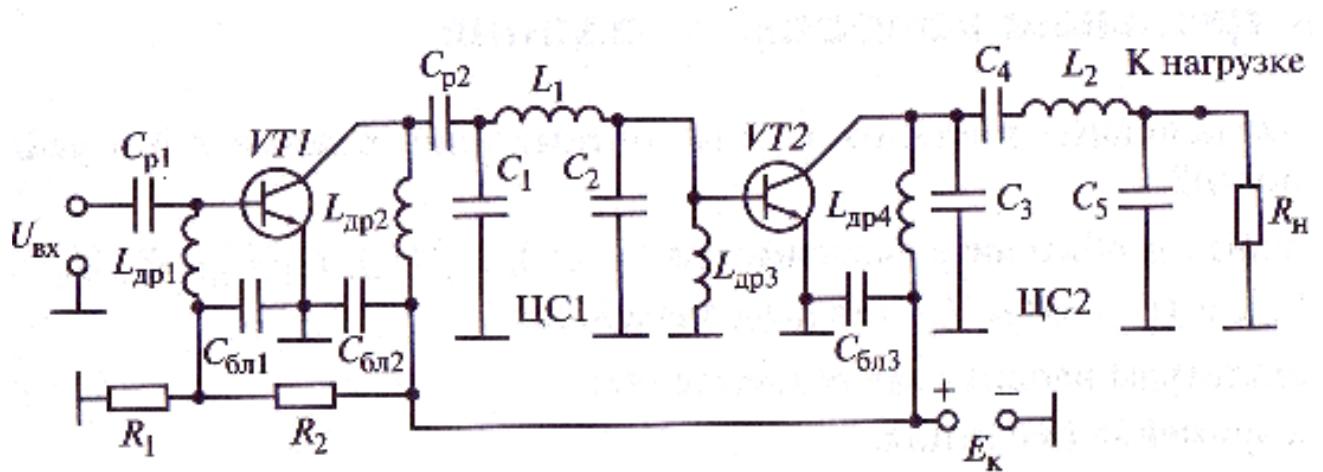
Сопротивление  $R_6$  равно сопротивлению резисторов  $R_1, R_2$ , включенных параллельно:  $R_6 = R_1 R_2 / (R_1 + R_2)$ . Как видим, цепь  $R_6, C_{бл1}$ , подобно цепи  $R_6, C_6$  на рис. 3.23, а, обеспечивает базовое автосмещение. Значения  $E_{cm}$  и  $R_6$  обычно выбирают из условия стабилизации напряжения смещения  $E_c$  к вариации тока базы. В этом случае, обозначив  $k_{cm} = E_{cm}/E_K$ , для расчета сопротивлений делителя получим соотношения:

$$R_1 = R_6 / (1 - k_{cm}), \quad R_2 = R_6 / k_{cm}.$$

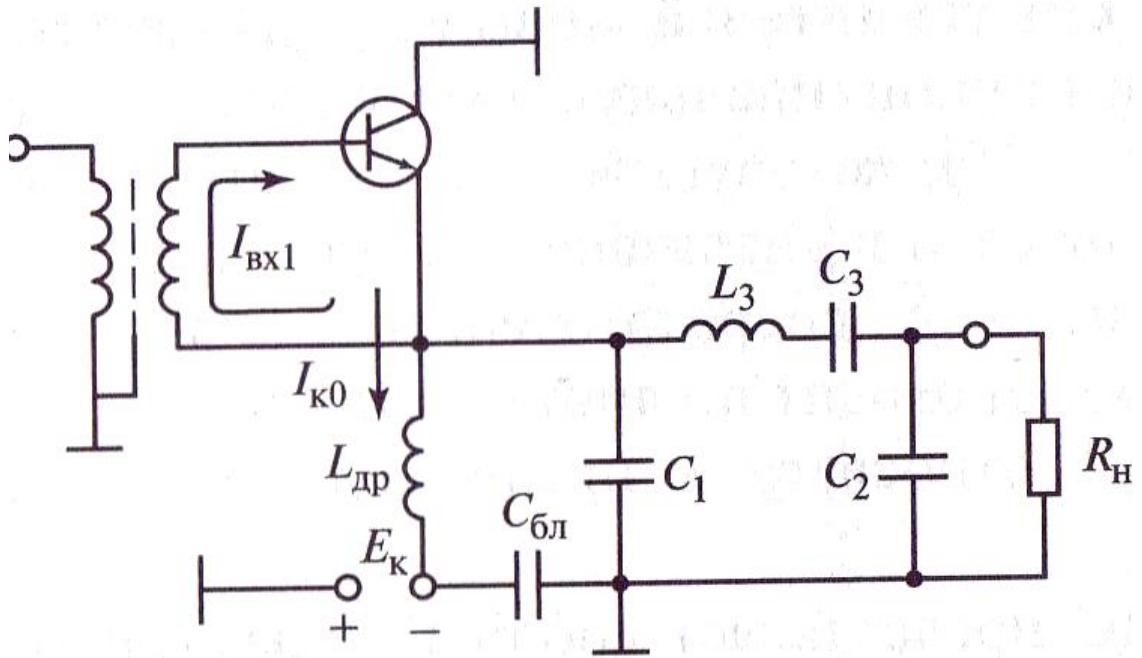
В схему на рис. 3.23, а можно включить цепь эмиттерного автосмещения, обеспечив таким образом дополнительную стабилизацию режима при изменении температуры окружающей среды. Полученная схема эквивалентна схеме комбинированного автосмещения, показанной на рис. 3.23, в, но может быть использована и в более широком диапазоне требуемых значений  $E_c$ .

Примеры схем усилителей мощности. В качестве первого примера рассмотрим принципиальную схему двухкаскадного усилителя Мощности (рис. 3.25), которую можно считать типичной для транзисторных усилителей в диапазоне рабочих частот  $f < 300$  МГц, где применяются цепи с сосредоточенными параметрами. Граница между каскадами проходит по линии база—эмиттер. Таким образом цепь связи ЦС1 относится к предвыходному каскаду, а ЦС2 — к выходному.

Выходная ЦС представляет собой П-образный контур, в индуктивную ветвь которого для улучшения фильтрации включена дополнительная LC-цепь, настроенная на рабочую частоту (см. табл. 3.1, схему 2). В цепи связи ЦС2 применен П-контура — инвертор Комплексного сопротивления. Достоинство такой цепи состоит в том, что ее входное сопротивление (со стороны коллектора транзистора VT2) остается активным при вариации активной составляющей входной проводимости нагрузки. Реактивные сопротивления элементов ЦС2 равны по модулю (на рабочей частоте) и рассчитываются по формулам, вытекающим из (3.18) и приведенным в § 3.8. В обоих каскадах применены схемы параллельного питания коллекторных цепей (см. рис. 3.21). В схеме выходного каскада конденсатор  $C_4$  выполняет одновременно роль разделительного (блокировочного) элемента. Взаимное расположение элементов  $C_4$ ,  $L_2$  выбрано так, чтобы катушка индуктивности мощного каскада находилась по постоянному току под нулевым потенциалом. В схеме питания транзистора VT1 применен разделительный конденсатор  $C_{p2}$ , что предотвращает короткое замыкание источника питания через катушку индуктивности контура  $L_1$  и дроссель  $L_{dp3}$ . Для упрощения конструкции в усилителе используется один источник питания  $E_k$ . Напряжение смещения транзистора VT2 принято нулевым (оно обеспечивается дросселем  $L_{dp3}$ ), а в цепи смещения транзистора



**Рис. 3.25. Принципиальная схема двухкаскадного усилителя мощности на транзисторах с общим и заземленным эмиттером**



**Рис. 3.26. Принципиальная схема усилителя мощности на транзисторе с общим эмиттером и заземленным коллектором**

VT1 применен делитель  $R_1, R_2$ , как в схеме на рис. 3.24, а. Конденсатор  $C_{p1}$  предотвращает влияние источника возбуждения на напряжение смещения транзистора VT1.

В рассмотренном примере каскады усиления выполнены по схеме с общим и заземленным эмиттером. В транзисторах некоторых типов вывод коллектора соединен с корпусом и для обеспечения эффективного теплоотвода должен быть заземлен. Таким образом, возникает необходимость реализации схемы усилителя с общим эмиттером и заземленным коллектором. Пример такой схемы показан на рис. 3.26. В этой схеме ЦС включена между эмиттером и «землей». Цепь питания коллектора включает в себя источник  $E_k$  (с заземленным положительным электродом) и блокировочные элементы  $L_{dp}, C_{бл}$ . Связь с предыдущим каскадом — трансформаторная. При других способах связи не удается подать напряжение возбуждения на вход транзистора (между базой и эмиттером), поскольку эмиттер относительно «земли» находится под высокочастотным напряжением с амплитудой  $U_k$ .

## Контрольные вопросы и задания

1. Каковы основные постановки задач оптимизации режима АЭ в усилителях мощности?
2. Постройте и объясните зависимости  $I_{k0}(U_H), I_{k1}(U_H), I_{61}(U_H), P_0(U_H), P_1(U_H), P_{61}(U_H), \eta_3(U_H)$  и  $K_P(U_H)$  при двух значениях:
  - а) амплитуды напряжения возбуждения;
  - б) напряжения смещения;
  - в) напряжения питания цепи коллектора.
3. При каком угле отсечки оценивают максимальную мощность, отдаваемую транзистором? Почему?

4. Максимальная мощность, отдаваемая транзистором при угле отсечки  $\Theta = 90^\circ$  ограничена значением допустимой мощности, рассеиваемом траншею юром. Она превышает требуемую мощность на 25%. Какой вариант снижения отдаваемой мощности предпочтительнее:

- а) снижение напряжения питания коллектора при фиксированной высоте импульса тока коллектора;
- б) снижение импульса тока при фиксированном напряжении питания коллектора;
- в) уменьшение угла отсечки при фиксированных напряжениях питания коллектора и высоте импульса тока?

5. Постройте и объясните нагрузочные характеристики  $I_{k0}(R_H)$ ,  $I_{k1}(R_H)$ ,  $I_{61}(R_H)$ ,  $P_0(R_H)$ ,  $P_1(R_H)$ ,  $P_{pac}(R_H)$ ,  $P_{61}(R_H)$ ,  $\eta_2(R_H)$  и  $K_P(R_H)$  при двух значениях:

- а) амплитуды напряжения возбуждения;
- б) напряжения смещения;
- в) напряжения питания цепи коллектора.

6. Приведите типовую схему транзисторного усилителя мощности (схема с общим эмиттером) с цепями согласования на входе и выходе и источниками питания. Поясните назначение элементов схемы.

7. Сформулируйте требования к цепям согласования усилителя мощности. Чем отличаются требования к межкаскадным цепям и цепям согласования с фидером (антенной)?

8. Дайте определение КПД цепи согласования. Получите выражение для расчета КПД через добротность катушки индуктивности и добротность нагруженной цепи.

9. Что такое коэффициент фильтрации? Поясните качественно различие в фильтрующих свойствах Г-звеньев двух типов — ФНЧ и ФВЧ.

10. Дайте определение общего КПД коллекторной цепи. Постройте зависимости максимальной мощности в нагрузке и максимума общего КПД от параметра  $a = R_X/R_{h,kp}$ .

## Глава четвертая

### АМПЛИТУДНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

---

#### 4.1. Общие соотношения при амплитудной модуляции

Передатчики с АМ применяют для телефонной связи, радиовещания, передачи телевизионных изображений. Амплитудная модуляция используется в измерительной технике, биомедицинской аппаратуре, при передаче телеметрической информации и в других областях техники. Мощность излучения зависит от назначения устройства и колеблется от долей милливатта до десятков мегаватт. Устройства формирования АМ-сигналов работают во всех диапазонах радиочастот.

При АМ амплитуда несущего высокочастотного колебания изменяется пропорционально напряжению передаваемого сообщения  $s(t)$ . Модулирующее напряжение  $u_{\Omega}(t) = ks(t)$ , пропорциональное сигналу, поступает на один или несколько модулируемых каскадов передатчика с выхода усилителя звуковой (или видео) частоты. Сигнал  $s(t)$  имеет сложную форму. Его спектр, соответствующий 99 % энергии сигнала, занимает область относительно низких частот (100...3500 Гц — речь, 20...20 000 Гц — музыка, 0...6 МГц — видеосигнал). Особенности временной формы и спектра передаваемого сообщения учитываются при формировании АМ-радиосигнала.

При испытаниях, настройке и теоретических исследованиях в качестве модулирующего удобно использовать гармоническое напряжение  $u_{\Omega} = U_{\Omega} \cos \Omega t$ . По этому же закону должна меняться амплитуда высокочастотного тока в антенне

$$I_A = I_A + I_{A\Omega} \cos \Omega t = I_{A_{\text{мол}}} (1 + m \cos \Omega t) \quad (4.1)$$

Где  $m = I_{A\Omega} / I_{A_{\text{мол}}}$  — коэффициент (или глубина) модуляции;  $I_{A_{\text{мол}}}$  — ток в нагрузке (антенне) в режиме молчания.

Уравнение для мгновенного значения тока имеет вид

$$i_A = I_{A_{\text{мол}}} (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega t \quad (4.2)$$

По временной диаграмме тока (рис. 4.1, а) коэффициент модуляции можно определить по формуле

$$m = \frac{I_{A_{\text{max}}} - I_{A_{\text{min}}}}{I_{A_{\text{max}}} + I_{A_{\text{min}}}} = \frac{I_{A_{\text{max}}} - I_{A_{\text{min}}}}{2I_{A_{\text{мол}}}}.$$

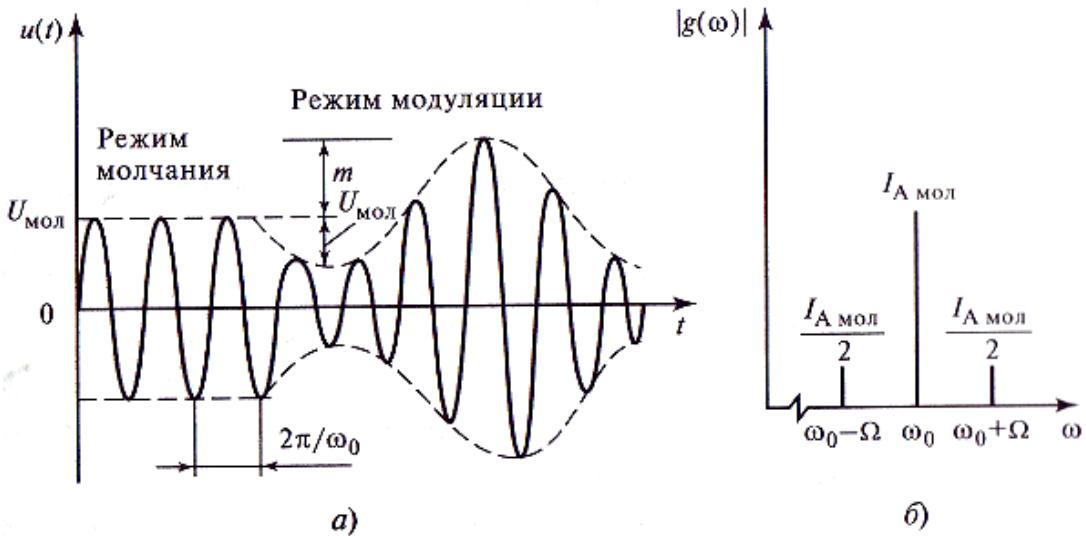


Рис. 4.1. Временная диаграмма (а) и спектральная диаграмма (б) АМ-колебания с Весущей частотой  $\omega = \omega_0$

Здесь  $I_{A\max} = (1+m)I_{A\text{мол}}$ ;  $I_{A\min} = (1-m)I_{A\text{мол}}$  — значения амплитуды колебаний в максимальном (при  $\cos Qt = 1$ ) и минимальном ( $\cos Qt = -1$ ) режимах.

Для неискаженной передачи сигнала амплитуда  $I_{A\Omega}$  должна изменяться пропорционально амплитуде модулирующего сигнала  $U_\Omega$ , а глубина модуляции должна быть не выше единицы ( $m \leq 1$ ). В противном случае происходит качественное искажение сигнала при его восстановлении (амплитудном детектировании) в приемнике.

Заменив в (4.2) произведение косинусов полусуммой косинусов Суммарного и разностного аргументов, получим

$$i_A = I_{A\text{мол}} \cos \omega t + (m/2)I_{A\text{мол}} \cos(\omega + \Omega)t + (m/2)I_{A\text{мол}} \cos(\omega - \Omega)t \quad (4.4)$$

Видим, что спектр АМ-колебания  $g(\omega)$  содержит следующие компоненты: несущее колебание  $I_{A\text{мол}} \cos \omega t$ , верхнюю и нижнюю боковые составляющие с частотами  $\omega + \Omega$ ,  $\omega - \Omega$  и равными амплитудами  $(m/2)I_{A\text{мол}}$  (рис. 4.1, б).

Если спектр сообщения занимает полосу  $\Omega_{\min} \dots \Omega_{\max}$ , то полоса АМ-сигнала составляет  $\Pi = 2\Omega_{\max}$ . Обычно  $\Omega_{\max}/\omega \ll 1$ , поэтому АМ-сигнал представляет собой квазигармоническое колебание с медленно меняющейся амплитудой [17]. Мощность излучения, усредненная за период высокой частоты, Изменяется с частотой модулирующего сигнала:

$$P_{A1}(\Omega t) = I_A^2(\Omega t) r_A / 2$$

где  $r_A$  — сопротивление антенны.

Воспользовавшись для  $I_A(\Omega \Omega t)$  формулой (4.1), получим

$$P_{A1}(\Omega t) = P_{A1\text{mol}}(1 + m \cos \Omega t)^2, \quad (4.5)$$

2

где  $P_{A1\text{mol}} = I_{A\text{mol}}^2 r_A / 2$  — мощность излучения в режиме молчания.

В минимальном режиме  $P_{A1\text{min}} = P_{A1\text{mol}}(1 - m)^2$ , в максимальном —  $P_{A1\text{max}} = P_{A1\text{mol}}(1 + m)^2$

При  $m=1$  мощность  $P_{A1\text{max}}$  превышает мощность молчания в 4 раза. Это обстоятельство является важным, так как по пиковой мощности  $P_{A1\text{max}}$  выбирается номинальная мощность АЭ модулируемого каскада.

Мощность излучения, усредненная за период модуляции, равна постоянной составляющей выражения (4.5):

$$P_{A1\text{mod}} = P_{A1\text{mol}}(1 + m^2/2) \quad (4.6)$$

Согласно спектральной диаграмме (рис. 4.1, б) мощность излучения в режиме модуляции возрастает за счет мощности боковых составляющих:

$$P_{A1\text{бок}} = 2 \left( m \frac{I_{A\text{mol}}}{2} \right)^2 \frac{r_A}{2} = \frac{m^2}{2} P_{A1\text{mol}}. \quad (4.7)$$

Средняя мощность в режиме модуляции  $P_{A1\text{mod}}$  важна при расчете энергетического (в том числе теплового) баланса за длительный промежуток времени. При этом в (4.6) под  $m$  следует понимать средний для данного вида сигнала  $s(D.t)$  коэффициент модуляции. Обычно  $m_{\text{ср}} = 0,3...0,5$ , поэтому мощность  $P_{A1\text{mod}}$  возрастает по сравнению с режимом молчания на 5...12 %.

Амплитудную модуляцию можно осуществить в любом из усилительных каскадов передатчика. Если модулируемый каскад промежуточный, то все следующие за ним каскады работают в режиме усиления модулированных колебаний. Энергетические характеристики каскада (КПД, коэффициент передачи по мощности) и качественные показатели, определяющие нелинейные и частотные искажения передаваемого сообщения, зависят от того, на какой электрод АЭ подается сигнал модуляции. Различают два основных вида простой модуляции: *модуляцию смещением и коллекторную модуляцию*. Для повышения качественных показателей применяют комбинированную модуляцию, осуществляющую одновременно в нескольких (двух и более) каскадах передатчика.

О нелинейных искажениях при амплитудной модуляции принято судить по *статическим модуляционным характеристикам* — зави-

составляющим первичной гармоники коллекторного тока и постоянных сопротивлений коллекторного и базового токов от модулирующего напряжения. Первая определяет искажения непосредственно в модулируемом каскаде; вторые влияют на искажения сигнала в модуляторе, работающем при их нелинейности на нелинейную нагрузку.

## 4.2. Модуляция смещением

В модулируемом каскаде (рис. 4.2) пропорционально модулирующему напряжению меняется напряжение смещения на входном ктроде АЭ  $E_c = E_{c\text{ мол}} + U_\Omega \cos \Omega t$ . Схему каскада составляют по общим правилам, вводя дополнительно последовательно с источником постоянного напряжения  $E_c$  мол источник модулирующего напряжения  $U_\Omega$ .

Модуляция смещением осуществляется в *недонапряженном режиме*. В этом случае модуляционные характеристики  $I_{k]}$ ,  $I_{k0}$  ( $E_c$ ) пропорциональны зависимостям коэффициентов разложения  $\gamma_1(-\cos \Theta)$ , поскольку величина  $(-\cos \Theta) = (E_c - E')/U_6$  при постоянном  $U_B$  пропорциональна смещению  $E_c$  (рис. 4.3). График  $\gamma_1(-\cos \Theta)$  имеет линейный участок, на котором  $(-\cos \Theta) = -0,5 \dots 0,5$ . Ему соответствует интервал углов отсечки  $\Theta = 60 \dots 120^\circ$ .

Режим молчания выбирается в середине линейного участка, т.е. при  $(-\cos \Theta) = 0$  или  $E_c = E'$ . При этом, как следует из рис. 4.3, коэффициент модуляции коллекторного тока  $m = (I_{k\text{ max}} - I_{k\text{ мол}})/I_{k\text{ мол}} = 0,6$ . При менее жестких требованиях к линейности можно расширить границы вариации смещения до значений  $|\cos \Theta| < 0,58$ . Тогда коэффициент модуляции увеличивается до  $m = 0,7$ .

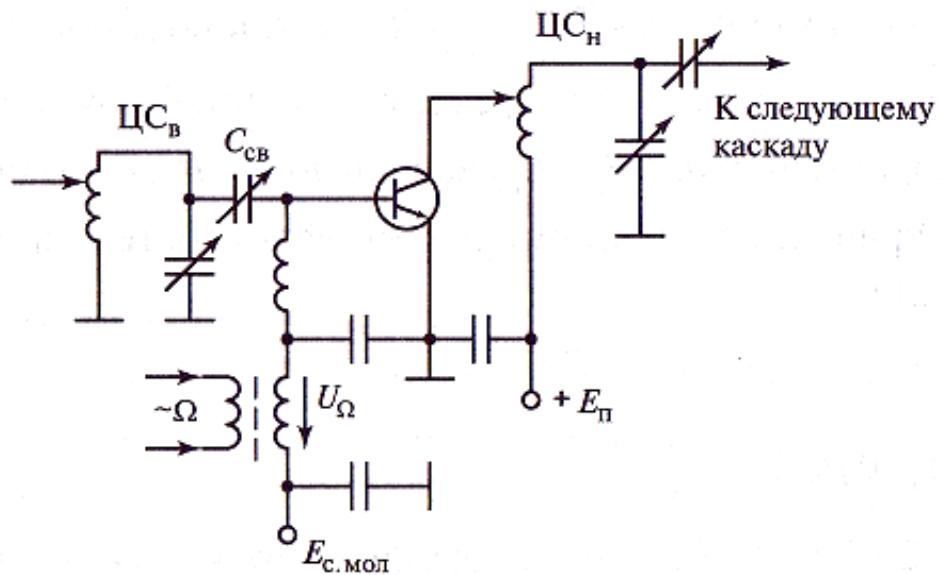
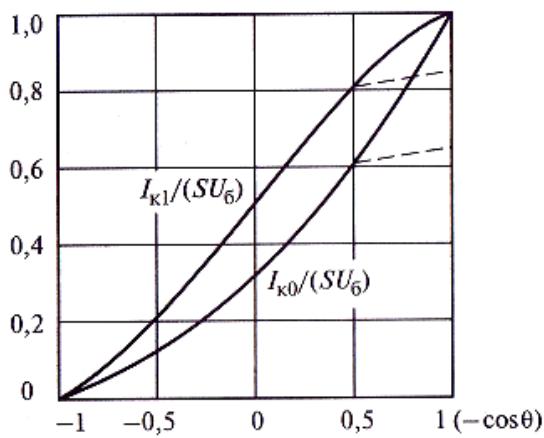
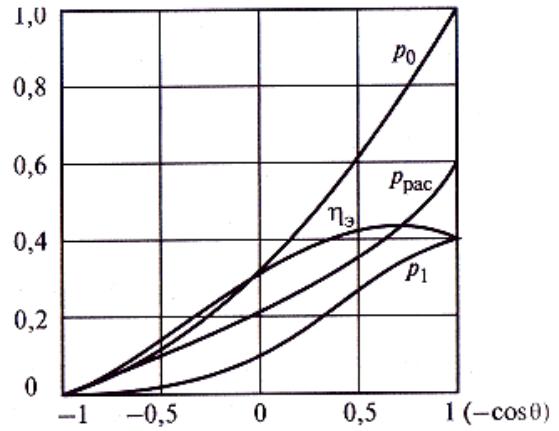


Рис. 4.2. Схема усилителя мощности при модуляции смещением



**Рис. 4.3.** Нормированные модуляционные характеристики составляющих коллекторного тока  $I_{k1}, I_{k0}$  как функции нормированного смещения  $(-\cos \theta) = (E_c - E')/U_6$  [штриховыми линиями показан вариант настройки на КР при  $(-\cos \theta) = 0,5$  путем снижения напряжения  $E_k$ ]



**Рис. 4.4.** Зависимости нормированных мощностей  $p_0$ ,  $p_1$ ,  $p_{\text{рас}}$  и электронного КПД от нормированного смещения  $(-\cos \theta) = (E_c - E')/U_6$  (критический режим соответствует точке  $\theta = 180^\circ$ ,  $\xi_{kp} = 0,8$ )

Зависимости нормированных мощностей  $p_0 = P_0/(SU_6 E_K)$ ,  $p_1 = P_1/(SU_6 E_K)$ , и электронного КПД коллекторной цепи  $\eta_e = P_1/P_0$  от нормированного смещения  $(-\cos \Theta)$  показаны на рис. 4.4. Мощность, потребляемая от источника питания,  $P_0 = I_{k0} E_k$  пропорциональна постоянной составляющей тока  $I_{k0} = SU_6 \gamma_0(-\cos \Theta)$ . После нормировки при постоянных  $E_c$  и  $U_6$  зависимость  $P_0(E_c)$  принимает вид

$$p_0 = \frac{P_0}{SU_6 E_k} = \gamma(-\cos \Theta).$$

Колебательная мощность  $P_0 = I_{k1}^2 R_k / 2$  пропорциональна амплитуде первой гармоники  $I_{k1}$  в квадрате, т.е. на линейном участке модуляционной характеристики  $I_{k1}(E_c)$  зависимость  $P_1(E_c)$  близка к параболической. Уравнение для нормированной колебательной мощности запишем в виде

$$p_1 = \eta_e p_0$$

где  $\eta_e = \frac{1}{2} g_1(\Theta) \xi(\Theta)$

Выразим  $\xi(\Theta) = U_k/E_k$  через коэффициент использования коллекторного напряжения в критическом режиме  $\zeta_{kp} = U_{kp}/E_k$ . Учитывая,

что  $U_k = SU_6\gamma_1(\Theta)R_k$  и  $U_{k,kp} = SU_6\gamma_1(\Theta_{kp})R_k$ , получаем  $\xi(\Theta) = \xi_{kp}\gamma_1(\Theta)/\gamma_1(\Theta_{kp})$  и соответственно

$$\eta_e = \frac{1}{2} \xi_{kp} \frac{\gamma_1(\Theta)}{\gamma_1(\Theta_{kp})} g_1(\Theta)$$

Графики на рис. 4.4 построены в предположении, что критический режим наступает при  $\Theta_{kp} = 180^\circ$  и  $\zeta_{kp} = 0,8$ . В этом случае КПД режима молчания  $\eta_{e, mol} = 31,4\%$ , а в максимальном режиме, соответствующем  $(-\cos\Theta) = 0,5$  ( $\Theta = 120^\circ$ ),  $\eta_{e, max} = 42,5\%$ .

Для более эффективного использования АЭ по мощности целесообразно настраивать усилитель на критический режим в максимальной точке линейного участка модуляционной характеристики  $I_{k1}(E_c)$ , например при  $(-\cos\Theta_{kp}) = 0,5$  ( $\Theta_{kp} = 120^\circ$ ). Этого можно добиться вумя способами: снижением напряжения питания (как показано на ис. 4.3) или увеличением высоты импульса тока  $i_{k,m}$  при постоянном  $E_k$ . В первом случае зависимости  $I_{k1}, I_{k0}(E_c)$  изменяются только в

перенапряженном режиме (штриховые линии на рис. 4.3), мощность  $P_1$  остается неизменной, а мощность  $P_0$  уменьшается из-за снижения напряжения питания (назовем новое значение  $E_{k,n}$ ). Можно показать, что при  $\zeta_{kp} = 0,8$  в исходном режиме и переходе в КР при  $\Theta = 120^\circ$  получим  $E_k/E_{kn} = 1,19$  (см. задачу 4 в контрольных вопросах к этой главе). Это означает, что электронный КПД возрастет в 1,19 раза и составит 50 % в КР и 37 % в режиме молчания.

Во втором случае, чтобы настроиться в КР при прежнем значении  $E_k$ , увеличим высоту импульса тока  $i_{k,m}$  в точке  $\Theta=120^\circ$  до значения  $i_{k,m,kp}$  соответствующего  $\Theta = 180^\circ$  в исходном режиме. В этом случае значения  $j_{kp} = i_{k,m}/(S_{kp}E_k)$  и  $\xi_{kp} = 1 - j_{kp}$  остаются прежними, а электронный КПД согласно (4.8) увеличивается в  $1/g_{m1}(\Theta_{kp}) = 1,242$

раза и достигает 39 % в режиме молчания и 53 % в максимальном (критическом) режиме.

В процессе модуляции постоянная составляющая тока коллектора и силу слабой нелинейности модуляционной характеристики  $I_{k0\ mod}(E_c)$  практически не меняется, так что можно принять  $I_{k0\ mod} = I_{k0\ mol}$  и соответственно  $P_{k0\ mod} = P_{k0\ mol}$ . В то же время колебательная мощность за счет мощности боковых составляющих увеличивается [ $P_{1\ mol} = P_{0\ mol}(1 + m^2/2)$ ] и, следовательно, согласно принципу

баланса мощностей на то же значение уменьшается мощность, рассеиваемая на коллекторе:

$$P_{\text{рас.мод}} = P_{\text{рас.мол}} - P_{\text{1.мол}} \frac{m^2}{2}$$

Таким образом, мощность, рассеиваемая на коллекторе в режиме молчания, больше, чем при модуляции, и в этом режиме следует проводить оценку теплового режима АЭ. Электронный КПД при модуляции повышается:

$$\eta_{\text{э.мод}} = \eta_{\text{э.мол}} (1 + m^2 / 2) \quad (4.9)$$

однако при среднестатистическом значении  $m_{cp} = 0,3...0,5$  это увеличение незначительно.

Низкое значение КПД в режимах молчания и модуляции является существенным недостатком модуляции смещением. Это обусловлено тем, что при молчании режим недонапряженный и коэффициент использования коллекторного напряжения в 1,6... 1,7 раза меньше критического. Кроме того, в критическом режиме усилитель работает при угле отсечки 120°, не оптимальном в энергетическом отношении.

При выборе АЭ по номинальной мощности, как упоминалось ранее, исходят из значения мощности  $P_{1\ max} = P_{1\ \text{мол}}(1 + m)^2$ . Здесь  $m = 0,6...0,7$  — максимальная глубина модуляции коллекторного тока при модуляции смещением. В максимальной точке модуляционной характеристики выбирают режим критический, рассчитывают все показатели режима и проверяют выполнение условий по максимально допустимым значениям тока коллектора ( $i_{\text{k.m}} < i_{\text{k.dop}}$ ) и напряжения между коллектором и эмиттером ( $e_{\text{k.э.max}} = E_{\text{k}}\max + U_{\text{k.kp}} < e_{\text{k.э.dop}}$ ).

В режиме молчания оценивают мощность рассеяния на коллекторе и сравнивают ее с допустимой:  $P_{\text{рас.мол}} = P_{0\ \text{мол}} - P_{1\ \text{мол}} < P_{\text{k.dop}}$  В минимальном режиме определяют модуль обратного пикового напряжения на эмиттерном переходе и проверяют соотношение  $|e_{\text{б.э.обр max}}| = E_{\text{с.мол}} - U_{\text{k.kp}} < e_{\text{б.э.dop}}$

Нагрузкой выходного каскада модулятора служит входная цепь АЭ модулируемого каскада. Поскольку гармоника входного (базового) тока модулирующей частоты  $I_{Q2}$  в десятки раз меньше выходного тока  $I_{k1\ \text{мол}}$ , а напряжение на входе  $U_Q$  на порядок меньше амплитуды напряжения на коллекторе  $U_{\text{k.mol}}$ , мощность модулятора составляет несколько процентов  $P_{1\ \text{мол}}$ . В этом достоинство модуляции смещением по сравнению с рассматриваемыми далее системами коллекторной и комбинированной модуляции.

### 4.3. Усиление модулированных колебаний

Усиление модулированных колебаний (УМК), или модуляция возбуждением, применяется в тех случаях, когда модуляция смещением выполнена в одном из промежуточных каскадов передатчика. Это позволяет заметно снизить требования к модулятору и путем углубления модуляции при усилении довести коэффициент модуляции в выходной ступени до требуемого значения  $m = 1$ . Модуляция возбуждением применяется в однополосных передатчиках систем связи, в мощных каскадах телевизионных передатчиков изображения и др.

При усилении АМ-колебаний на вход каскада (на базу транзистора) подается напряжение возбуждения высокой частоты с коэффициентом модуляции  $m_e$

$$u_\delta = U_{\delta, \text{мод}} (1 + m_e \cos \Omega t) \cos \omega t$$

Неискаженное усиление АМ-колебаний возможно в линейном режиме при  $E_c > E' + U_{b, \text{max}}$  и при работе в недонапряженном режиме с углом отсечки  $\Theta = 90^\circ$  ( $E_c = E'$ ). Первый вариант не применяется из-за низкого электронного КПД в режиме молчания  $\eta_{\text{э, мол}} \leq 10\%$ . Во втором случае, поскольку  $E_c = E'$ , угол отсечки  $\Theta = 90^\circ$  не зависит от  $U_b$ . Модуляционные характеристики токов  $I_{k1}(U_b)$ ,  $I_{k0}(U_b)$  кусочно-линейной модели АЭ в этом случае представляют собой прямые линии:

$$\begin{aligned} I_{k1} &= S U_\delta \gamma_1(\Theta) = 0,5 S U_\delta \\ I_{k0} &= S U_\delta \gamma_0(\Theta) = 0,319 S U_\delta \end{aligned}$$

Выходящие из начала координат и переходящие в почти горизонтальные линии в перенапряженном режиме (рис. 4.5). Реальные характеристики из-за нижнего загиба статических характеристик  $i_k(u_b)$  имеют аналогичный нелинейный участок при малых токах. Однако нелинейные искажения оказываются достаточно малыми, чем и обусловлено широкое применение этого режима при усилении модулированных и однополосных колебаний.

При запирающем смещении  $E_c < E'$  ток появляется в точке  $U_{b, \text{min}} = E' - E_c$ , в которой  $\Theta = 0$ . Далее с ростом  $U_b$  высота импульса и угол сечки резко увеличиваются, так что модуляционные характеристики на всем протяжении, кроме начального пологого участка, линейны. Как видно из рис. 4.5, во избежание перемодуля-

$i_{k1}$ , отн. ед.

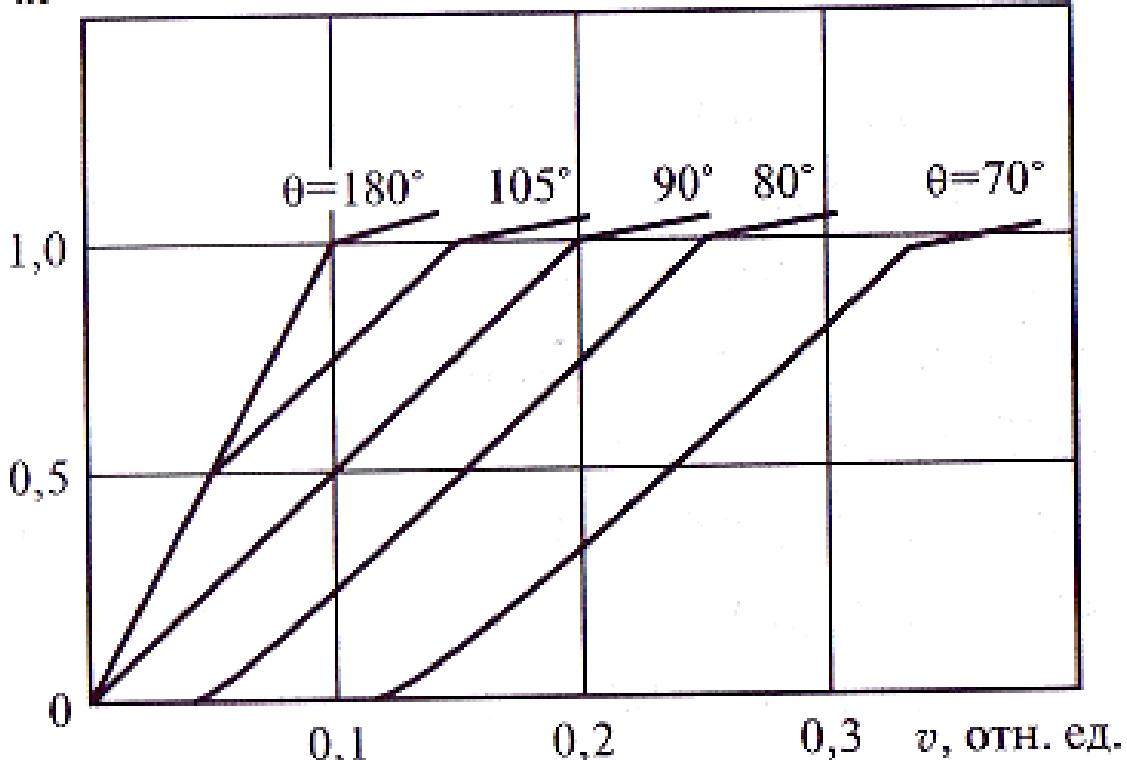


Рис. 4.5. Нормированные модуляционные характеристики первой гармоники коллекторного тока при усилении АМ колебаний для разных значений напряжения смещения:

$$i_{k1} = \frac{I_{k1}}{SE_k}; v = \frac{SU_6}{S_{kp}E_k}; \cos\Theta_{kp} = -\frac{E_c - E'}{U_{6 \max}}$$

ции выходного сигнала коэффициент модуляции входного напряжения должен быть не выше

$$m_e = \frac{U_{6 \max} - U'_6}{U_{6 \max} + U'_6}$$

где  $U'_6$  — напряжение отсечки кусочно-линейной функции, аппроксимирующей зависимость  $I_{k1}(U_6)$ . Выразив отношение  $U'_6/U_{6 \max}$  через угол отсечки в критическом режиме  $U'_6/U_{6m/X} = a \cos\Theta_{kp}$ , где  $a = 1,2$  при чебышевском критерии близости аппроксимации, получим

$$m_e = \frac{1 - a \cos\Theta_{kp}}{1 + a \cos\Theta_{kp}} \quad (4.10)$$

Заметим, что  $a = 1$ , если  $U'_6 = U_{6min} = E' - E_c$  (так как  $\cos\Theta_{kp} = U_{6 \min}/U_{6 \max}$ ) и  $a = 4/\pi$  если  $U'_6$  соответствует прямой, проведенной по касательной в точке  $I_{k1 \text{ kp}}$  модуляционной характеристики.

На основании (4.10) можно решить обратную задачу — найти требуемый угол отсечки  $\Theta_{kp}$ , если задана глубина модуляции входного сигнала:

$$\cos\Theta_{kp} = \frac{1 - m_e}{a(1 + m_e)} \quad (4.11)$$

Например, при значениях  $m_6 = 0,6...0,7$ , характерных для модуляции смещением, получаем  $\cos\Theta_{kp} = 0,20...0,147$  ( $\Theta_{kp} = 78...82^\circ$ ). Таким образом, рассмотренный режим можно применять в каскаде, стоящем непосредственно после каскада, модулируемого смещением. Энергетические показатели в режиме усиления АМ-колебаний получаются примерно такими же, как при модуляции смещением. АЭ выбирают исходя из пиковой мощности  $P_{1\max} = P_{1\text{мол}}(1 + m)^2$ . Режим в пиковой точке близок к критическому:  $\zeta_{\max} = (0,95...1)\zeta_{kp}$ . При  $\zeta_{\max} = 0,8$  и  $\Theta = 90^\circ$  имеем  $\eta_{\max} = 0,63$ . В режиме молчания уменьшаются вдвое при  $m = 1$ . В режиме модуляции согласно (4.9) КПД повышается. Таким образом, наибольшая мощность рассеивается на коллекторе в режиме молчания. Значение  $U_{6\max}$  определяют в максимальном режиме, при этом  $U_{6\text{мол}} = U_{6\max}/(1 + m_6)$ .

При модуляции смещением и усиении АМ-колебаний постоянная составляющая входного тока зависит от коэффициента модуляции, поэтому следует применять фиксированное смещение от источника с малым внутренним сопротивлением.

Общий КПД передатчиков при модуляции смещением и последующем усилении АМ-колебаний получается низким, что препятствует их применению в радиовещании и системах профессиональной связи.

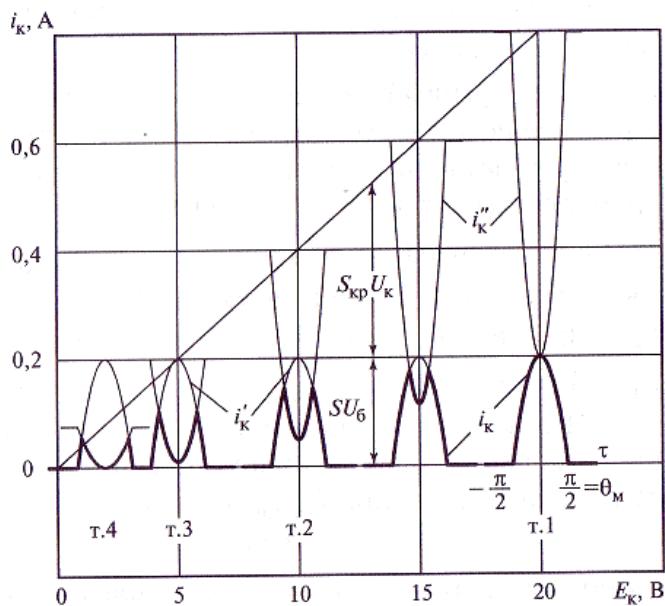
#### 4.4. Коллекторная модуляция

Этот вид модуляции осуществляется изменением коллекторного напряжения в такт с модулирующим низкочастотным сигналом  $u_\Omega = \cos\Omega t$ . Модулирующее напряжение вводится последовательно с напряжением питания  $E_{\text{к.мол}}$ , определяющим режим молчания:

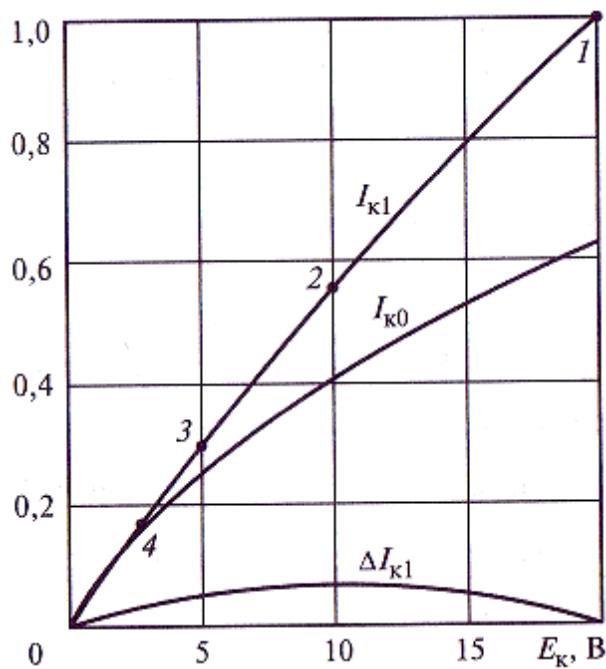
$$E_k = E_{\text{к.мол}} + U_\Omega \cos \Omega t = E_{\text{к.мол}}(1 + m \cos \Omega t)$$

где  $m = U_\Omega / E_{\text{к.мол}}$  модуляция реализуется в *перенапряженном режиме*. максимальной точке режим АЭ критический. Импульс тока, определяемый входным высокочастотным напряжением  $u_6 = U_6 \cos \omega t$  и фиксированным смещением  $E_c$ , имеет постоянный нижний угол отсечки  $\cos\Theta = -(E_c - E')/U_6$ . Остаточное напряжение на коллекторе

$e_{k\min kp} = E_{k\max} - U_{k\max}$ . По мере уменьшения  $E_k$  в импульсе появляется и величится провал. При  $E_k < e_{k\min kp}$  импульс из-за отсечки на



**Рис. 4.6. Временные диаграммы формирования импульсов коллекторного тока при коллекторной модуляции (представленные формы импульсов тока коллектора соответствуют точкам 1—4 на рис. 4.7)**



**Рис. 4.7. Статические модуляционные характеристики  $I_{k0}(E_k)$ ,  $I_{k1}(E_k)$  (в амперах) и отклонение характеристики  $I_{k1}$  от линейной  $\Delta I_{k1} = I_{k1}(E_k) - I_{k1\max} E_k / E_{k\max}$  (в амперах)**

уровне  $S_{kp}E_k$  становится трапецидальным, а верхний угол отсечки  $\Theta!$  стремится к  $\Theta$ .

Процесс формирования импульсов тока  $i_k(\omega t)$  иллюстрируется на рис. 4.6. Зависимость  $I_{k1}(E_k)$  близка к линейной, характеристика  $I_{k0}(E_k)$  существенно нелинейная (рис. 4.7). В режиме молчания, в котором отклонение от линейной зависимости близко к макси-

мальному,  $\Delta I_{k1}/I_{k1\max} = 0,068$ , а для постоянной составляющей  $\Delta I_{k0}/I_{k0\max} = 0,16$ , т.е. в 2,3 раза больше (численные данные относятся к значению  $\zeta_{kp} = 0,8$ ).

Расчет модуляционных характеристик. Примем кусочно-линейную модель безынерционного АЭ и рассчитаем сначала зависимость  $I_{k1}(E_K)$ . Расчет выполним двумя способами. Первый, основанный на графическом решении трансцендентных уравнений, предложен С.И. Евтиновым [5].

По условию задачи напряжения  $E_c$ ,  $U_6$ ,  $\cos\Theta = -(E_c - E')/U_6$  и сопротивление коллекторной нагрузки  $R_K$  считаются постоянными. В результате ток  $I_{k1}$  в ПР является функцией только напряжения на коллекторе:

$$I_{k1}(U_K, E_K) = SU_\delta \gamma_1(\Theta) - (SU_\delta + S_{kp} U_K) \gamma_1(\Theta_1) \quad (4.12)$$

где

$$\cos \Theta_1 = \frac{-S(E_c - E') + S_{kp} E_K}{SU_\delta + S_{kp} U_K} \quad (4.13)$$

Формулы (4.12) и (4.13), если считать  $E_K$  параметром, определяют в явной форме семейство  $I_{k1}(U_K)$  колебательных характеристик усилителя. В свою очередь  $I_{k1}$  и  $U_K$  связаны соотношением  $U_K = I_K R_K$ , определяющим на плоскости  $(U_K, I_{k1})$  прямую обратной связи:

$$I_{k1}(U_K) = U_K / R_K. \quad (4.14)$$

Точки пересечения колебательных характеристик с прямой обратной связи, как показано на рис. 4.8, определяют искомую модуляционную характеристику  $I_{k1}(E_K)$  (см. рис. 4.7).

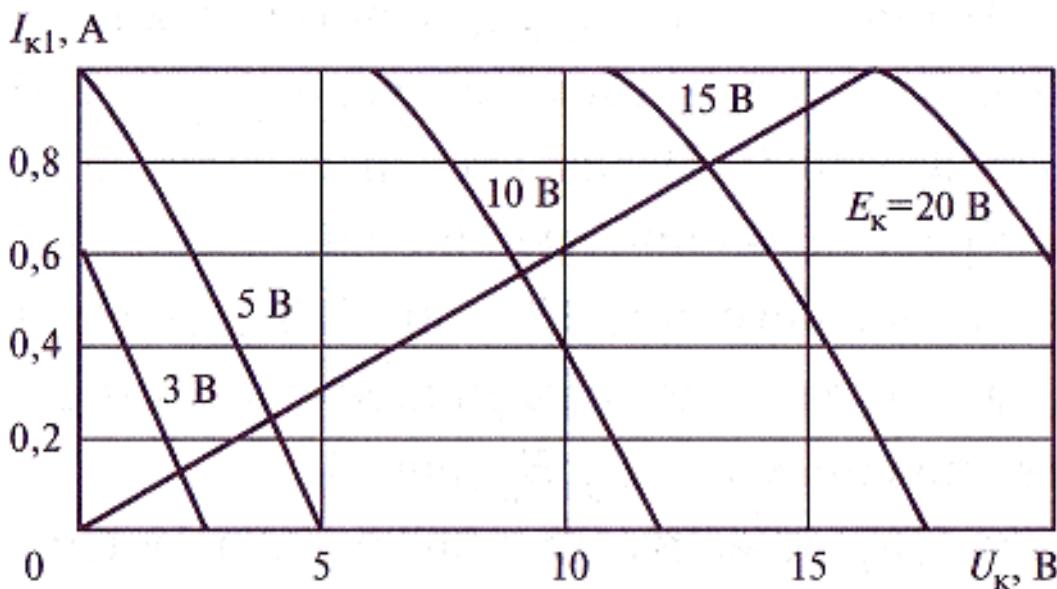


Рис 4.8 к графическому расчету модуляционных характеристик при коллекторной амплитудной модуляции

На рис. 4.6,4.7 точкам 1 ...4 соответствуют напряжения: 1)  $E_{K \max}$  — режим критический; 2)  $E_{k \text{ mol1}} = E_{K \max}/2$  — режим молчания; 3)  $E_k = E_{K \min kp}$  — начало уплощения импульса  $i_k(\omega t)$  из-за отсечки на уровне  $S_{kp}E_{K \min kp}$ ; 4)  $E_k = 0,6e_{K \min kp}$  — импульс при  $U_k = 0$  имеет трапецидальную форму с верхним углом отсечки  $\Theta_1$ , близким к  $\Theta$ .

Графическое решение дает наглядное представление о формировании модуляционной характеристики  $I_{k1}(U_k)$ , но ее расчет оказывается трудоемким. Преобразуем уравнения (4.12)–(4.14) так, чтобы получить параметрическое представление зависимости  $I_{k1}(E_k)$ . Подставим (4.14) в (4.12) и разрешим полученное уравнение относительно  $U_k$ :

$$U = \frac{I_{k1 \max} R_k (1 - \gamma_1)(\Theta_1) / \gamma_1(\Theta)}{1 + S_{kp} R_k \gamma_1(\Theta_1)} \quad (4.15)$$

где  $I_{k1 \max} = S U_0 \gamma_1(\Theta)$  — амплитуда тока в максимальном режиме.

Параметром в уравнении является верхний угол отсечки  $\Theta_1$ . Аналогичное представление  $E_k(\Theta_1)$  получим из формулы

$$E_k(\Theta_1) = \left[ \frac{I_{k1 \max}}{S_{kp} \gamma_1(\Theta)} + U_k \right] \cos \Theta_1 - \frac{I_{k1 \max}}{S_{kp} \gamma_1(\Theta)} \cos \theta, \quad (4.16):$$

Угол отсечки в (4.15), (4.16) меняется в пределах  $\Theta_1 = 0 \dots \Theta$ .

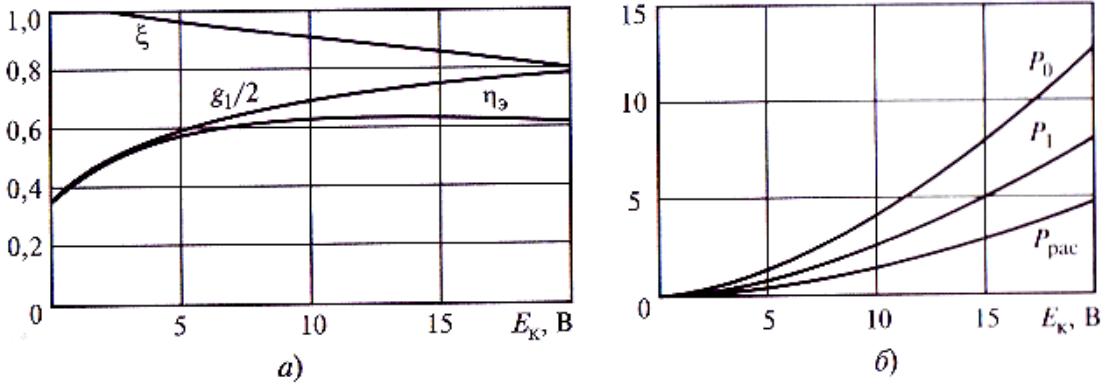
Параметрическое решение удобно для расчетов на ЭВМ (с применением программ типа MathCAD). Таким способом рассчитаны модуляционные характеристики токов (см. рис. 4.7), электронного КПД и его составляющих, а также зависимости мощностей  $P_0, P_1, P_{\text{pac}}$  от напряжения  $E_k$  (рис. 4.9).

Обратим внимание на особенности зависимостей  $\eta_{kp}$  Электронный КПД при  $E_k > 0,2E_{K \max}$  практически не зависит от  $E_k$  и близок к значению в критическом режиме  $\eta_{kp} = 0,63 \dots 0,72$  ( $\zeta_{kp} = 0,8 \dots 0,85$ ,  $\Theta = 80 \dots 90^\circ$ ). Незначительное падение КПД при  $E_k < 0,2E_{K \max}$  не играет принципиальной роли, поскольку мощности  $P_0$  и  $P_1$ , в данном случае невелики

( $P_1 = 0,15P_{1 \text{ mol1}}$ ). Постоянство КПД объясняется тем, что падение коэффициента формы  $g_1 = I_{k1} / I_{k0}$  компенсируется увеличением  $\zeta = U_k/E_k$  (рис. 4.9, a).

Коэффициент  $\zeta(E_k)$  изменяется практически линейно от значения  $\zeta_{kp}$  в максимальном режиме до  $\zeta_0$  при  $E_k \rightarrow 0$ :

$$\zeta = \zeta_0 - (\zeta_0 - \zeta_{kp}) E_k / E_{K \max} \quad (4.17)$$



**Рис. 4.9. Зависимости составляющих электронного КПД  $\eta_\theta = (g_1/2)\xi$  (а) и мощностей, Вт, выходной цепи усилителя (б) от напряжения питания  $E_K$  при коллекторной модуляции**

При линейной аппроксимации (4.17) зависимость  $I_{k1}(E_K) = \zeta E_K / R_K$  описывается параболой, а коэффициент гармоник определяется второй гармоникой частоты модуляции:

$$K_\Gamma = 0,5hm^2,$$

где  $h = 0,25(\zeta_0/\zeta_{kp} - 1)$ . Согласно расчетам по формулам (4.15), (4.16) в области  $\zeta_{kp} = 0,7...0,82$ ;  $\Theta = 75...90^\circ$  имеем  $h \approx 0,07$ , и, следовательно, коэффициент гармоник изменяется от 1,7 % при  $m = 0,7$  до 3,5% при  $m = 1$ . При дальнейшем увеличении  $\zeta_{kp}$  значение  $K_\Gamma$  несколько уменьшается, но при  $\zeta_{kp} < 0,9$  остается достаточно высоким:  $K_\Gamma \approx 2,5$  % при  $m = 1$ .

Модуляционные характеристики на рис. 4.9, б рассчитаны по формулам:

$$P_0 = E_K I_{k0}; P_1 = I_{k1}^2 / R_K; P_{pac} = P_0 - P_1 \quad (4.18)$$

При линейных зависимостях  $I_{k0}(E_K)$ ,  $I_{k1}(E_K)$  зависимости мощностей от  $E_K$  имеют вид парабол, например

$P_1 = P_{1\ max}(E_K/E_{K\ max})^2$ . Расчетная зависимость  $P_1(E_K)$  в (4.18) удовлетворительно аппроксимируется параболой степени 3/2:  $P_1 = P_{1\ max}(E_K/E_{K\ max})^{3/2}$

Из-за недостаточной линейности и других недостатков, отмеченных далее, простая коллекторная модуляция в технике передающих устройств, как правило, не применяется.

## 4.5. Комбинированная коллекторная модуляция

Достоинства и недостатки коллекторной модуляции предопределяются работой АЭ в ПР. В ПР высокий электронный КПД сочетается с недостаточно линейными модуляционными характеристиками  $I_{k1}(E_k)$ ,  $I_{k0}(E_k)$  и резкой зависимостью коэффициента усиления по мощности  $K_p$  от  $E_k$ . В пренебрежении реакцией напряжения питания на амплитуду первой гармоники входного тока  $I_{61}(E_k)$  и при линейной аппроксимации  $I_{k1}(E_k)$

$$K_p = K_{p\ max}(E_k/E_{k\ max})^2 \quad (4.19)$$

т.е. в режиме молчания  $K_{P\ mol} = K_{P\ max} / (1 + m)^2$  уменьшается в 4 раза при  $m = 1$  и лишь незначительно возрастает режиме модуляции:

$$K_{P\ mod} = K_{P\ mol} (1+m_{cp}^2 / 2) \quad m_{cp} = 0,3 \dots 0,5.$$

Кроме того, в процессе модуляции меняется входная проводимость АЭ, что приводит к паразитной амплитудной и фазовой модуляции входного напряжения, а следовательно, и радиосигнала на выходе передатчика. Для компенсации этого эффекта ослабляют связь между каскадами (уменьшают КПД цепи связи), что еще больше уменьшает коэффициент усиления.

Качественные и энергетические показатели передатчика можно существенно улучшить, применив комбинированную коллекторную модуляцию. Комбинированная модуляция осуществляется синфазным изменением коллекторного напряжения в двух или трех оконечных каскадах передатчика. При этом в маломощном каскаде осуществляется простая коллекторная модуляция, а в последующих — коллекторная модуляция с одновременным усилением АМ-колебаний.

Рассмотрим выбор и расчет режима оконечного каскада. Коллекторное напряжение каскада меняется по закону

$$E_k(\Omega t) = E_{k\ mol} (1 + m \cos \Omega t) \quad (4.20)$$

на его вход подается высокочастотное АМ-колебание с амплитудой

$$U_\delta(\Omega t) = U_{\delta\ mol} (1 + m_\delta \cos \Omega t) \quad (4.21)$$

Модуляционную характеристику предвыходного каскада считаем линейной. В этом случае коэффициенты модуляции коллекторного напряжения предвыходного каскада  $E_{k,p}$  и напряжения  $U_\delta$  совпадают:

$$m_B = E_{k,p\ max} / E_{k,p\ mol} - 1 = U_{\delta\ max} / I_{\delta\ mol} - 1. \quad (4.22)$$

Коэффициенты модуляции  $m$  и  $m_e$  выберем так, чтобы режим был близок к критическому во всех точках модуляционной характеристики. Этого можно добиться, если настроить усилитель на критический режим при максимальном напряжении на коллекторе, а в режиме молчания амплитуду возбуждения подобрать так, чтобы выполнялось равенство

$I_{k1\text{ mol}} = I_{k1\text{ max}}/(1 + m)$ , т.е. чтобы точки зависимости  $I_{k1}$  ( $E_k$ ) в режимах максимальном и молчания точно соответствовали линейной модуляционной характеристике.

Оценим требуемое значение  $m_e$ . Считаем, что коэффициент  $m$  задан и что из расчета в максимальном режиме известны амплитуды  $I_{k1\text{ max}}$ ,  $U_{\delta\text{ max}}$  и смещение  $E_c$ , т.е. известен косинус угла отсечки

$$\cos \Theta_{\max} = -(E_c - E') / U_{\delta\text{ max}}$$

С амплитудой возбуждения ток связан соотношением

$$I_{k1\text{ max}} = S U_{\delta\text{ mol}} \gamma_1(\Theta_{\text{mol}}) \quad (4.23)$$

Необходимый ток в режиме молчания следует получить с помощью регулировки амплитуды возбуждения. Предполагая (для упрощения расчетов), что верхний угол отсечки пренебрежимо мал, записываем

$$I_{k1\text{ mol}} = S U_{\delta\text{ mol}} \gamma_1(\Theta_{\text{mol}}) = I_{k1\text{ max}} / (1 + m) \quad (4.24)$$

Исключив из (4.23), (4.24)  $I_{k1\text{ max}}$ , получим трансцендентное уравнение для определения  $U_{\delta\text{ mol}}$ :

$$U_{\delta\text{ mol}} \gamma_1(\Theta_{\text{mol}}) = U_{\delta\text{ max}} \gamma_1(\Theta_{\max}) / (1 + m), \quad (4.25)$$

где амплитуды напряжения дополнительно связаны соотношением

$$U_{\delta\text{ mol}} \cos \Theta_{\text{mol}} = U_{\delta\text{ max}} \cos \Theta_{\max} = -(E_c - E') \quad (4.26)$$

Поскольку обычно углы отсечки  $\Theta_{\max}$ ,  $\Theta_{\text{mol}}$  лежат в диапазоне  $60\dots90^\circ$ , т.е. на линейном участке зависимости  $\gamma_1(\cos \Theta)$ , примем линейную аппроксимацию:

$$\gamma_1(\cos \Theta) = 0,5 - (2/\pi) \cos \Theta. \quad (4.27)$$

Подставив (4.27) в (4.25), с учетом (4.26) получим

$$U_{\delta\text{ mol}} = \frac{2 U_{\delta\text{ max}}}{1 + m} \left( 0,5 + \frac{2m}{\pi} \cos \Theta_{\max} \right). \quad (4.28)$$

Отсюда, учитывая, что  $U_{\delta \max} / U_{\delta \text{ mol}} = 1 + m_{\delta}$ , находим

$$m_{\delta} = \frac{1 - \frac{4}{\pi} \cos \Theta_{\max}}{1 + \frac{4}{\pi} \cos \Theta_{\max}} \quad (4.29)$$

Полученная оценка свидетельствует о резкой зависимости оптимального (по критерию линейности модуляционных характеристик) коэффициента модуляции  $m_{\delta}$  от угла отсечки, причем чем ближе  $\theta_{\text{так}}$  к  $90^\circ$ , тем выше требования к линейности модуляционных характеристик предвыходного каскада.

### Зависимость глубины модуляции (4.29) от угла отсечки

$\Theta_{\max}$ , град.....	70	75	80	85	90
$m_{\delta}$ .....	0,3	0,505	0,640	0,800	1,000

Решение  $m_{\delta} = 1$  при  $\Theta_{\max} = 90^\circ$  можно назвать ожидаемым. Действительно, в этом случае угол отсечки не зависит от амплитуды  $U_{\delta}$  и при пропорциональном изменении напряжения на коллекторе  $E_K$  в той же пропорции изменяется амплитуда  $U_K = I_{k1} R_K = 0,5S U_{\delta} R_K$ . Это означает, что сохраняется постоянным отношение  $\zeta_s = U_K/E_K = \zeta_{kp}$ , модуляционные характеристики  $I_{k1}$ ,  $U_K(U_{\delta}, E_K)$  остаются линейными, а режим — всюду критическим (рис. 4.10, a).

Получить аналогичный результат при  $\Theta_{\max} < 90^\circ$  не удается. В этом случае режим получается слабо перенапряженным, близким к

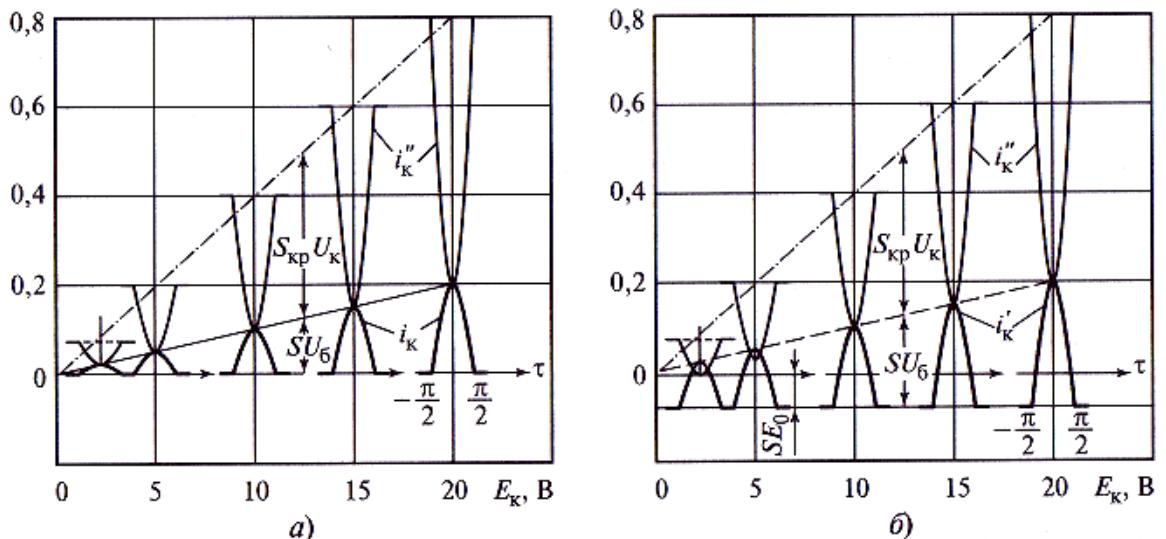


Рис. 4.10. Временные диаграммы формирования импульсов коллекторного тока  $i_k(\tau)$ , А, при комбинированной модуляции:  
a —  $\theta_{\max} = 90^\circ$ ;  $\xi_{kp} = 0,75$ ;  $m_B = 1,0$ ; б —  $\theta_{\max} = 75^\circ$ ;  $\xi_{kp} = 0,75$ ;  $m_B = 0,505$

критическому, в большей части модуляционных характеристик  $E_k < E_{k\max}$  (рис. 4.10, б), а модуляционная характеристика весьма близка к линейной. Максимальное отклонение  $h = \Delta I_{k1} / I_{k1\max}$  зависимости  $I_{k1}(E_K)$  от линейной при  $\Theta_{\max} > 75^\circ$  и  $\zeta_{kp} > 0,75$  не превышает 0,01, т. е. коэффициент гармоник  $K_g < 0,5\%$  при  $m = 1$ .

Заметим, что выбор коэффициента модуляции  $m_e$  не столь критичен (см. выше). Дело в том, что искомый оптимум весьма плавный, поскольку даже при  $m_e = 0$ , т. е. при простой коллекторной модуляции, модуляционные характеристики близки к линейным. К примеру, если при  $\Theta_{\max} = 90^\circ$  выбрать  $m_e = 0,7$ , то режим при всех  $E_k < E_{k\max}$  будет слабо перенапряженным, зависимость  $I_{k1}(E_K)$  — выпуклой, но максимальное отклонение  $h = \Delta I_{k1} / I_{k1\max}$  не превысит 0,02.

## 4.6. Расчет усилителя мощности при коллекторной и комбинированной модуляции

Для транзисторов (в отличие от ламп) опасны даже кратковременные превышения мгновенных значений напряжения  $e_K(t)$  и тока  $i_K(t)$

по сравнению с максимально допустимыми. Поэтому при выборе транзистора его номинальная мощность должна соответствовать мощности в максимальном режиме:  $P_{1\text{ном}} > P_{1\max}$ .

Расчет выполняем в трех режимах: сначала в максимальном, затем в режимах молчания и модуляции. Параметры максимального режима рассчитываем обычным образом для получения колебатель-

ной мощности  $P_{1\max} = (1 + m)^2 P_{1\text{мол}} / \eta_{q,c}$  в критическом режиме (см. § 3.5). При коллекторной модуляции обычно

$m < 0,7$ , при комбинированной  $m = 1$ . Поскольку пиковое напряжение на коллекторе не должно превышать максимально допустимого, напряжение  $E_{k\max}$

выбираем из соотношения  $E_{k\max} = E_{k\max} + U_{k\max} < e_{K,\text{Э.доп}}$ . Полагая  $m = 1$ ,  $\zeta_{kp} = 0,8...0,9$ , приближенно получаем

$$E_{k\max} < e_{K,\text{Э.доп}} / 2.$$

В режиме молчания (по сравнению с максимальным) напряжение питания  $E_{k\text{мол}}$ , и токи  $I_{k0\text{мол}}, I_{k1\text{мол}}$  уменьшаются в  $(1 + m)$  раз,

а мощности  $P_{0\text{мол}}, P_{1\text{мол}}$  - в  $(1 + m)^2$  раз.

В режиме модуляции согласно (4.6), (4.7) колебательная мощность увеличивается за счет мощности боковых составляющих:

$$P_{1\text{ mod}} = P_{1\text{ mol}} (1+m^2/2) \quad (4.30)$$

Мощность, потребляемая коллекторной цепью, определяется с учетом изменения напряжения  $E_K(\Omega t)$  и тока  $I_{k0}(\Omega t)$  в процессе модуляции:

$$\begin{aligned} P_{0\text{ mod}} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (E_{K\text{ mol}} + U_\Omega \cos \Omega t)(I_{k0\text{ mol}} + I_\Omega \cos \Omega t) d\Omega t = \\ &= E_{K\text{ mol}} I_{k0\text{ mol}} + U_\Omega I_\Omega / 2. \end{aligned}$$

Здесь первое слагаемое — мощность, потребляемая от источника питания (в процессе модуляции она не меняется), второе — мощность, поставляемая модулятором  $P_\Omega = P_{0\text{ mol}} m^2 / 2$ . Учитывая, что

$I_\Omega = m I_{k0\text{ mol}}$  и  $U_\Omega = m E_{K\text{ mol}}$  получаем

$$P_\Omega = P_{0\text{ mol}} m^2 / 2 \quad (4.31)$$

и соответственно

$$P_{0\text{ mod}} = P_{0\text{ mol}} + P_\Omega = P_{0\text{ mod}} (1+m^2/2) \quad (4.32)$$

Средняя мощность, рассеиваемая на коллекторе, равна разности

$P_{0\text{ mod}} - P_{0\text{ mol}}$ , или

$$P_{\text{рас.мод}} = P_{\text{рас.мол}} (1+m^2/2) \quad (4.33)$$

т.е. увеличивается в том же отношении, что и мощности  $P_{0\text{ mod}}$  и  $P_{1\text{ mod}}$ . При расчете теплового режима коллектора следует принять  $m = m_{\text{ср}} = 0,3..0,5$  и проверить выполнение неравенства  $P_{\text{рас.мод}} < P_{\text{k.доп}}$ .

Заметим, что мощность  $P_\Omega$ , развиваемая модулятором, сравнима с мощностью цепи питания усилителя высокой частоты ( $P_\Omega = P_{0\text{ mol}} / 2$  при  $m=1$ ) и, если общий КПД модулятора  $\eta_{0\text{ м}} = 0,5$ , мощности цепей питания модулятора и усилителя становятся равными ( $P_\Omega/\eta_{0\text{ м}} = P_{0\text{ mol}}$ ). Необходимость иметь мощный модулятор — существенный недостаток коллекторной и комбинированной модуляции.

## 4.7. Схемы выходных каскадов при коллекторной и комбинированной модуляции

Для повышения КПД и уменьшения нелинейных искажений модулятор выполняют по двухтактной схеме, работающей с углом отсечки  $\Theta = 90^\circ$  в

ключевом или недонапряженном режиме ( $\zeta < 0,9\zeta_{kp}$ ). Общий КПД коллекторных цепей усилителя мощности и модулятора при  $m_{cp} = 0,3$  составляет 50...60 %, т.е. примерно вдвое выше, чем при модуляции смещением. Следовательно, комбинированную модуляцию выгодно применять в выходных каскадах передатчиков при повышенных требованиях к линейности модуляционных характеристик.

Выход модулятора обычно делают трансформаторным. Наиболее употребительны два варианта подачи постоянного

$E_k$  мол и переменного  $U_\Omega$  напряжений в цепь коллектора. В варианте 1 напряжение питания  $E_{k, \text{мол}}$  поступает на коллектор через вторичную обмотку трансформатора, где суммируется с переменным напряжением  $U_\Omega$ . Это так называемая последовательная схема коллекторной модуляции (рис. 4.11, а). Ток  $I_{k0, \text{мол}}$ , протекающий по вторичной обмотке трансформатора, вызывает подмагничивание магнитопровода, что при достаточно больших токах приводит к дополнительным нелинейным искажениям из-за эффекта насыщения.

В варианте 2 — параллельной схеме коллекторной модуляции — вторичная обмотка трансформатора заземляется через блокировочный конденсатор  $C_{6\text{л}}$ , а ток  $I_{k0, \text{мол}}$  протекает по параллельной ветви через дроссель  $L_{dp}$  (рис. 4.11, б). Таким образом, подмагничивание магнитопровода постоянными составляющими токов во вторичной обмотке отсутствует, а в первичной обмотке скомпенсировано, поскольку в двухтактной схеме токи по «половинкам» обмоток трансформатора протекают в противоположных направлениях. Это позволяет значительно снизить требования к сечению магнитопровода трансформатора, т. е. уменьшить его габаритные размеры, массу,

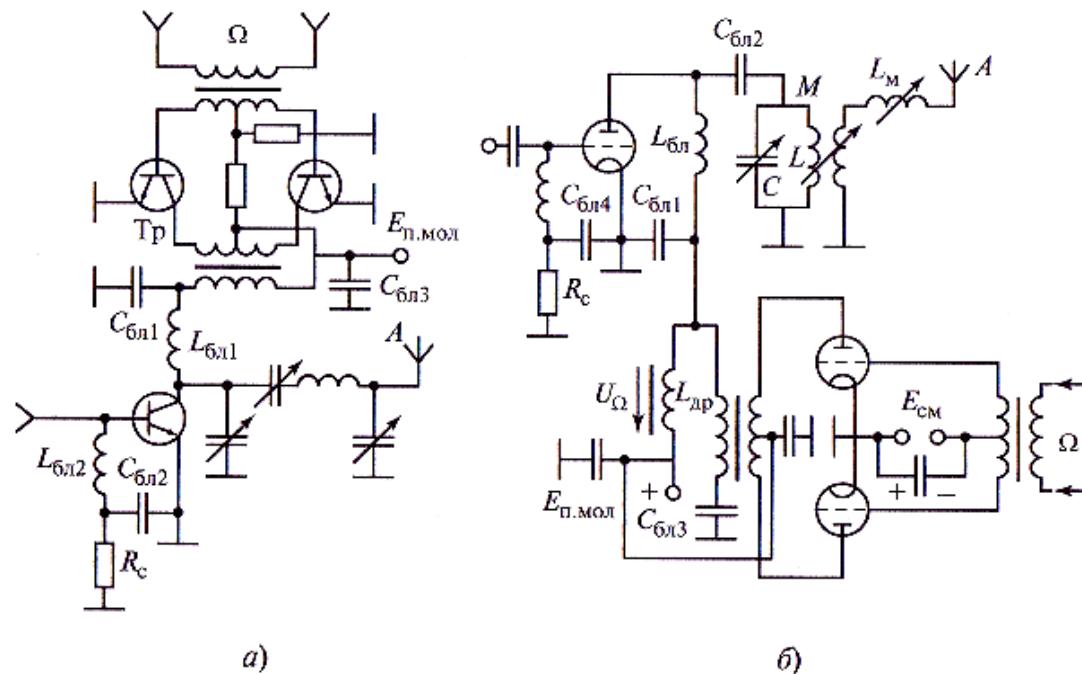
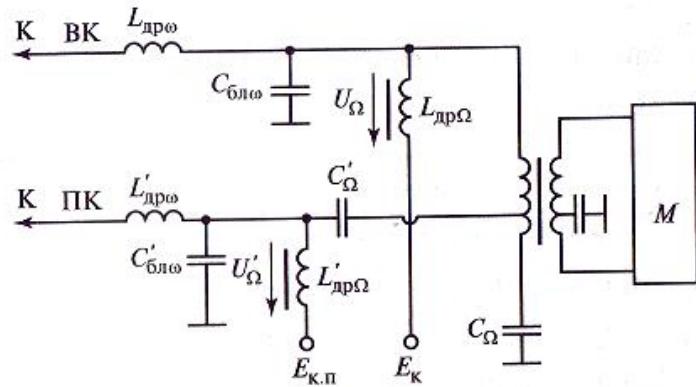


Рис. 4.11. Схемы усилителей мощности с коллекторной (а) и анодной (б) амплитудной модуляцией



**Рис. 4.12. Схема подачи питающих и модулирующих напряжений на анод (коллектор) АЭ выходного (ВК) и предвыходного (ПК) каскадов при комбинированной модуляции**

расход дефицитной меди для обмоток и, следовательно, существенно снизить стоимость трансформатора.

Параллельная схема модуляции обычно применяется в мощных каскадах передатчиков для реализации комбинированной модуляции. Способ получения двух разных по значению синфазных напряжений  $U_\Omega$  и  $U'_\Omega$  для модуляции на два оконечных каскада передатчика показан на рис. 4.12. Блокировочные элементы схемы (дроссели, разделительные и блокировочные конденсаторы) должны учитываться при расчете частотных искажений в модуляторе.

## Контрольные вопросы и задания

- Поясните связь между временным и спектральным представлениями АМ-колебания. Как определить коэффициент модуляции в первом и втором случаях?
- В каком режиме по напряженности (и почему?) реализуются модуляция смещением, усиление модулированных колебаний, коллекторная и комбинированная модуляция?
- Постройте модуляционные характеристики токов  $I_{k1}$ ,  $I_{k0}$  и электронного КПД при модуляции смещением.
- В усилителе мощности при модуляции смещением реализован критический режим при угле отсечки  $180^\circ$  с параметрами  $E_k = 20$  В,  $U_k = 16$  В,  $P_0 = 10$  Вт,  $P_I = 4$  Вт. Как изменяются значения напряжений  $E_k$ ,  $U_k$ , мощностей  $P_0$ ,  $P_I$ , и электронного КПД при переходе в критический режим с углом отсечки  $120^\circ$  двумя способами: снижением  $E_k$  при постоянной амплитуде возбуждения  $U_b$ ; увеличением импульса тока  $i_{k.m}$  до значения  $i_{k.m.kp}$  в исходном режиме ( $\Theta = 180^\circ$ ) при постоянном  $E_k$ ?
- Постройте модуляционные характеристики токов  $I_{k1}$ ,  $I_{k0}$  и электронного КПД при усиении модулированных колебаний для трех случаев:  $E_c > E'$ ,  $E_c = E'$  и  $E_c < E'$ . Объясните эффект углубления модуляции.

6. Постройте диаграмму формирования импульсов коллекторного тока при коллекторной модуляции. Поясните, как связана форма модуляционной характеристики  $I_{k1}(E_k)$  с зависимостью  $\zeta(E_k)$ .
7. Что такое колебательные характеристики усилителя мощности? Поясните, как с их помощью построить зависимости  $I_{k1}, I_{k0}$  от  $E_k$  при коллекторной модуляции.
8. Постройте диаграмму формирования импульсов коллекторного тока при комбинированной модуляции. Поясните, каким образом достигается линеаризация модуляционных характеристик  $I_{k1}, I_{k0}$  от  $E_k$  при переходе к комбинированной модуляции.
9. Сравните энергетические показатели выходного и предвыходного каскадов при коллекторной и комбинированной модуляции.
10. Поясните, за счет какого источника повышается колебательная мощность  $P_{I,mod}$  модуляции смещением, усилении модулированных колебаний, коллекторной и комбинированной модуляции. В каком режиме (максимальном, молчания или модуляции) следует оценивать мощность рассеяния па коллекторе?
11. Сравните зависимости коэффициента усиления по мощности от модулирующего напряжения для основных видов амплитудной модуляции.
12. Поясните достоинства и недостатки основных видов амплитудной модуляции.
13. Начертите принципиальную схему выходного и предвыходного каскадов передатчика, в котором реализована модуляция смещением с последующим усилением модулированных колебаний. Как выбрать режимы каскадов для получения на выходе 100 %-ной амплитудной модуляции?
14. Приведите принципиальную схему выходного каскада усилителя мощности несущих колебаний и двухтактного модулятора для реализации коллекторной модуляции.
15. Приведите два варианта принципиальной схемы выходного каскада передатчика при комбинированной модуляции с последовательным и параллельным способами подачи постоянного и модулирующего напряжений в цепь коллектора. Чем определяется выбор варианта схемы?

## Глава пятая

# СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ АКТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

---

### 5.1. Общие сведения

Одна из причин, по которой приходится суммировать мощности активных элементов в генераторах высокой частоты, заключается в недостаточной мощности одного АЭ.

К совместной работе АЭ на общую нагрузку приходится прибегать и по другим причинам. Например, двухтактная схема кроме удвоения полезной мощности позволяет подавлять четные гармоники выходного тока, что облегчает задачу фильтрации высших гармоник. В мостовой схеме сложения мощностей достигается взаимная независимость режимов работы АЭ (так называемая связка АЭ), что весьма существенно из-за разброса параметров АЭ, а также при отказе части АЭ в аварийной ситуации.

В так называемых усилителях с распределенным усилием (УРУ) включение группы АЭ позволяет кроме увеличения мощности значительно расширить полосу пропускания усилителя (до нескольких октав).

Замена одного мощного АЭ группой менее мощных той же суммарной мощности помогает облегчить тепловой режим

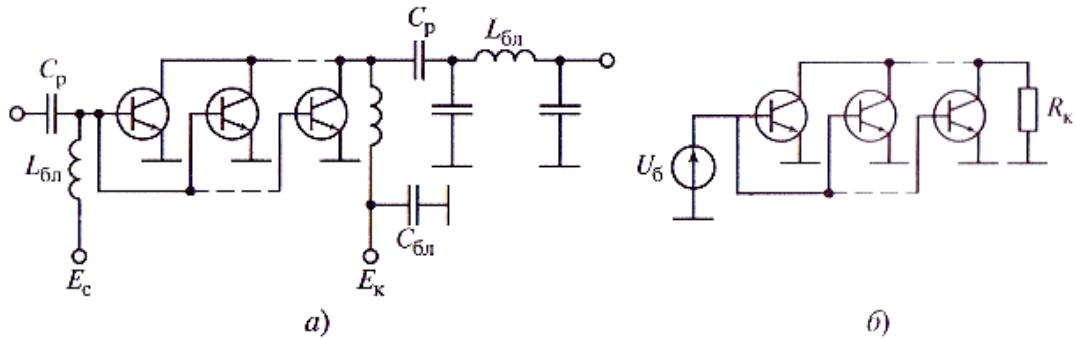
АЭ в связи с рассредоточением теплового потока.

### 5.2. Параллельное включение активных элементов

Параллельное включение АЭ является простейшим решением задачи увеличения мощности усилителей. Этот метод используется главным образом для повышения единичной мощности АЭ в много-эмиттерных СВЧ-транзисторах, а также в транзисторных усилителях выходной мощностью до 1 Вт.

Рассмотрим основные соотношения для токов, напряжений и мощностей и вытекающие из них свойства параллельной схемы включения АЭ на примере транзисторного усилителя мощности (рис. 5.1).

Сначала будем считать транзисторы идентичными. За основу возьмем режим одного АЭ и примем, что при объединении  $n$  АЭ каж-



**Рис. 5.1. Усилитель мощности на параллельно включенных транзисторах:**

*a* — принципиальная схема; *b* — эквивалентная схема для переменных токов

дый из них будет работать в таком режиме. Величины, относящиеся к одному АЭ, отметим штрихом.

При параллельном включении и идентичных транзисторов амплитуда первой гармоники суммарного коллекторного тока определяется выражением

$$I_{\kappa 1} = n I'_{\kappa 1} \quad (5.1)$$

а амплитуда базового тока

$$I_{\kappa 1} = n I'_{\kappa 1} \quad (5.2)$$

Аналогично обстоит дело с постоянными составляющими этих токов:

$$I_{\kappa 0} = n I'_{\kappa 0}; I_{\delta 1} = n I'_{\delta 1} \quad (5.3)$$

а также с высшими гармониками.

Амплитуда коллекторного напряжения всех параллельно включенных транзисторов одинакова, как и амплитуда напряжения возбуждения:

$$U_{\kappa} = U'_{\kappa}; \quad U_{\delta} = U'_{\delta}. \quad (5.4)$$

Каждый транзистор на частоте первой гармоники отдает мощность

$$P'_1 = 0,5 U_{\kappa} I'_{\kappa 1} \quad (5.5)$$

и получает от источника  $E_{\kappa}$  мощность

$$P'_0 = 0,5 U_{\kappa} I'_{\kappa 0} \quad (5.6)$$

Группа из  $n$  параллельно включенных транзисторов на частоте первой гармоники отдает мощность

$$P_1 = nP'_1 \quad (5.7)$$

и получает от источника  $E_k$  мощность

$$P_0 = nP'_Q. \quad (5.8)$$

При этом сопротивление общей нагрузки, необходимое для реализации полученных соотношений,

$$R_k = U_k / I_{k1} = U_k / nI'_{k1} = R'_k / n, \quad (5.9)$$

где  $R'_k = U_k / I'_{k1}$  — сопротивление нагрузки, требующейся для усилителя на одном транзисторе, отдающего мощность  $P'_1$ . Входная мощность, необходимая для возбуждения  $n$  АЭ,

$$P_{\text{в1}} = nP'_{\text{вх1}} \quad (5.10)$$

входное сопротивление

$$z'_{\text{вх1}} = U_\delta / I_{\delta1} = U_\delta / nI'_{\delta1} = z'_{\text{вх1}} / n, \quad (5.11)$$

где  $z'_{\text{вх1}}$  — входное сопротивление одного АЭ.

Очевидно, что при параллельном включении  $n$  идентичных АЭ, нагруженных сопротивлением  $R_K = R'_K/n$ , коэффициенты передачи по напряжению, току и мощности, а также КПД остаются такими же, как у одного АЭ, нагруженного сопротивлением  $R'_K$ .

На практике приходится учитывать неидентичность АЭ, связанную с технологическим разбросом их параметров. При параллельном включении неидентичность АЭ проявляется в различии их токов, поэтому мерой несимметрии режимов АЭ может служить отношение первых гармоник коллекторных токов, а также их постоянных составляющих. Неидентичность АЭ влечет за собой несимметрию режимов АЭ и, как следствие, снижение максимальной мощности каскада, так как самый нагруженный АЭ не должен выходить за предельно допустимые токи, но тогда остальные АЭ оказываются недогруженными.

Следует отметить, что неидентичность АЭ проявляется по-разному у биполярных (БТ) и полевых (ПТ) транзисторов: полевые транзисторы более пригодны к работе на общую нагрузку; особенно в простейшей параллельной схеме. Объясняется это принципиально разным влиянием температуры на характеристики БТ и ПТ. Можно сказать, что у БТ имеется положительная температурная обратная связь. Она проявляется в том, что с увеличением температуры БТ коллекторный ток возрастает. В результате температура БТ увеличи-

вается, а это опять вызывает рост тока. У германиевых БТ при неко-горых условиях такой процесс приводит к тепловому пробою и разрушению транзистора. У кремниевых БТ обычно этого не происходит, но при параллельном включении несимметрия токов БТ дополнительно увеличивается. У ПТ температурная обратная связь, особенно мри относительно больших токах стока, наоборот, отрицательна. Поэтому у транзистора, имеющего сразу после включения больший ток стока из-за большей крутизны проходной характеристики  $S$ , по мере прогрева ток уменьшается, причем сильнее, чем у его «соседа» С меньшим током, что приводит к снижению несимметрии токов.

В связи со значительной несимметрией режимов АЭ, вызванной технологическим разбросом параметров БТ, простейший вариант их параллельного включения АЭ (см. рис. 5.1) на практике не используется. Обычно принимаются меры для симметрирования режимов БТ. Один из способов симметрирования режимов БТ — включение резисторов в эмиттерные цепи. При этом следует различать два принципиально разных варианта: использование резисторов  $r_3$ , не заблокированных по переменному току конденсаторами большой емкости, и резисторов  $R_3$ , заблокированных конденсаторами (рис. 5.2).

В первом варианте эффект симметрирования достигается благодаря отрицательной обратной связи, которая стабилизирует крутизну проходной характеристики усилителя в соответствии с формулой

$$S_3 = \frac{S}{1 + Sr_3}$$

где  $S_3$  — эквивалентная крутизна проходной характеристики транзистора с включенным в цепь эмиттера резистором

$r_3; S$  — крутизна характеристики самого транзистора.

При этом углы отсечки параллельно включенных транзисторов одинаковы, а токи коллекторов пропорциональны  $S_3$  каждого БТ.

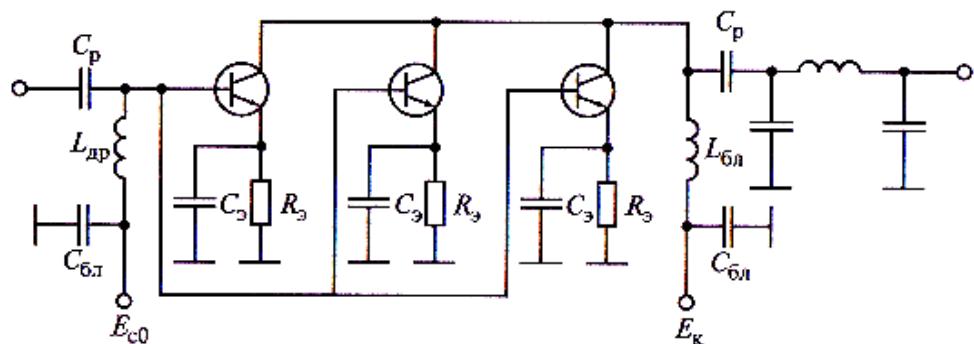


Рис. 5.2. Применение автосмещения для симметрирования режимов

Во втором варианте эффект симметрирования достигается путем воздействия на углы отсечки: транзистор с большей крутизной  $S$  работает с большим током коллектора как по высоте импульса, так и по постоянной составляющей. Большая постоянная составляющая создает на резисторе  $R_E$  (они у всех транзисторов одинаковы) большее отрицательное напряжение автосмещения, следовательно, угол отсечки и коэффициенты разложения  $u_0$  и  $u_C$  оказываются меньше, чем у «соседа» с меньшей крутизной. В результате различие коллекторных токов как по постоянным составляющим, так и по первым гармоникам становится меньше, чем без  $R_E$ . Нужное среднее значение угла отсечки получают, выбирая внешнее напряжение смещения  $E_{c0}$  (см. рис. 5.2).

Первый вариант проще в схемном отношении. В принципе он дает лучшую симметрию токов транзисторов. Однако это достигается снижением усиления мощности, а также снижением максимальной мощности транзисторов в связи с ограничением допустимого обратного напряжения на эмиттере: чтобы при меньшей крутизне ( $S' < S$ ) сохранить импульс коллекторного тока, требуется большая амплитуда напряжения возбуждения, а она может быть ограничена допустимым обратным напряжением на эмиттере.

Для второго варианта не требуется увеличение амплитуды напряжения возбуждения, поэтому можно почти не снижать максимальную мощность транзистора и усиление.

### 5.3. Двухтактное включение активных элементов

Структурная схема двухтактного усилителя мощности (УМ) в общем виде приведена на рис. 5.3, а. В идеальном случае напряжения на входах АЭ сдвинуты по фазе на половину периода рабочей частоты  $T$ :

$$e''_{\text{вх}}(t) = e'_{\text{вх}}(t + T/2) \quad (5.12)$$

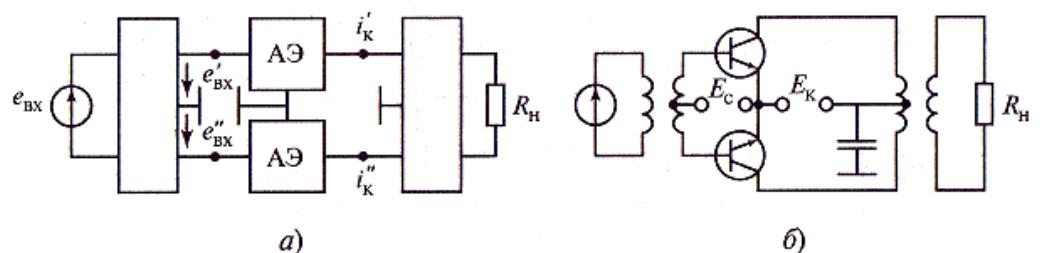


Рис. 5.3. Структурная схема двухтактного усилителя (а) и вариант его принципальной схемы (б)

Этот сдвиг осуществляется фазосдвигающей цепью, создающей в выходного напряжения  $e_{ex}$  два противофазных напряжения  $e'_{ex}$  и  $e''_{ex}$ . Для определенности примем, что усилитель собран па БТ (рис. 5.3, б). При идентичных транзисторах выходные (коллекторные) токи при входных напряжениях (5.12) также сдвинуты на полпериода новной гармоники:

$$i''_{\kappa}(t) = i'_{ex}(t+T/2). \quad (5.13)$$

К общей нагрузке АЭ подключаются через вторую фазосдвигающую цепь, с помощью которой в нагрузке выделяется ток, пропорциональный разности токов АЭ:

$$i''_n(t) = i''_{\kappa}(t) - i'_{\kappa}(t) \quad (5.14)$$

Гармонический состав тока в нагрузке найдем, разложив токи  $i''_{\kappa}(t)$  и  $i'_{\kappa}(t)$  в ряды Фурье:

$$\begin{aligned} i''_{\kappa}(t) &= I_{\kappa 0} + I_{\kappa 1} \cos(\omega t + \varphi_1) + I_{\kappa 2} \cos(2\omega t + \varphi_2) + \\ &+ I_{\kappa 3} \cos(3\omega t + \varphi_3) + \dots; \end{aligned} \quad (5.15)$$

$$\begin{aligned} i'_{\kappa}(t) &= I_{\kappa 0} + I_{\kappa 1} \cos(\omega t + \pi + \varphi_1) + I_{\kappa 2} \cos(2\omega t + 2\pi + \varphi_2) + \\ &+ I_{\kappa 3} \cos(3\omega t + 3\pi + \varphi_3) + \dots \end{aligned} \quad (5.16)$$

Разность токов  $i''_{\kappa}$  и  $i'_{\kappa}$  (5.14) содержит только нечетные гармоники:

$$i_n(t) = 2[I_{\kappa 1} \cos(\omega t + \varphi_1) + I_{\kappa 3} \cos(3\omega t + \varphi_3)] + \dots \quad (5.17)$$

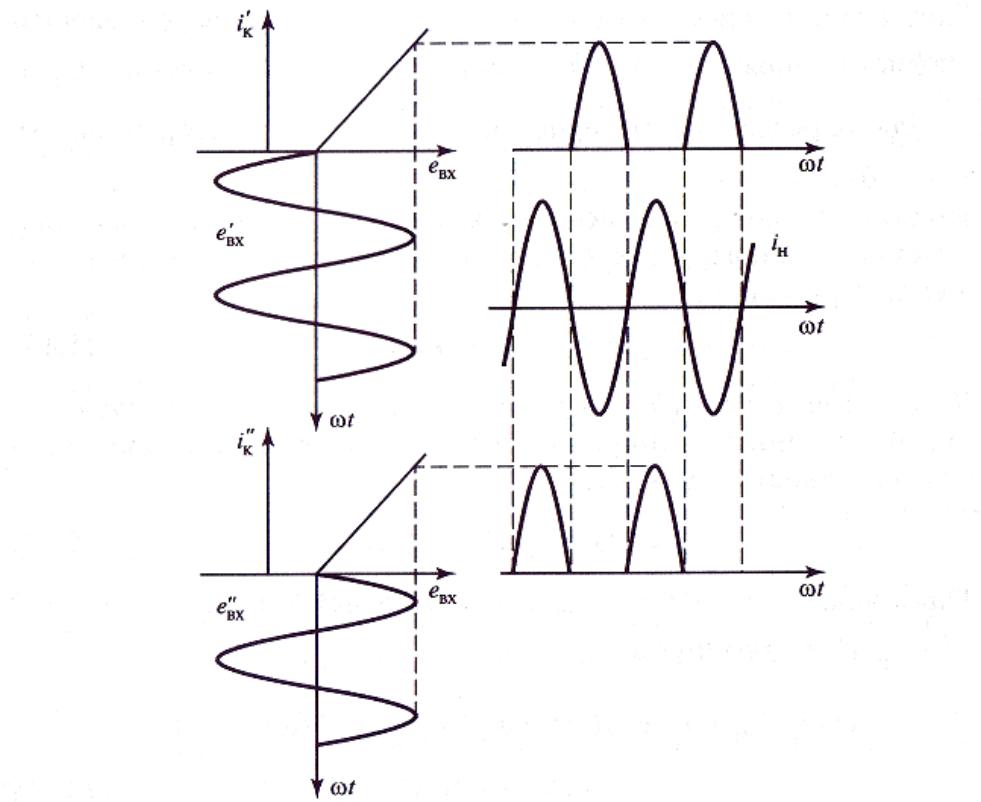
При работе АЭ импульсами косинусоидальной формы с углами сечки  $180^\circ$  и  $90^\circ$  в спектре выходного тока отсутствуют и все нечетные гармоники, кроме основной, поэтому углы отсечки  $180^\circ$  и  $90^\circ$  представляют особый интерес при использовании двухтактных схем.

На рис. 5.4 показан процесс формирования гармонического выходного тока при  $\Theta = 90^\circ$  и кусочно-линейных характеристиках АЭ.

В общем проводе питания схемы, приведенной на рис. 5.3, б, протекает сумма токов

$$i_n(t) = i'_{\kappa} + i''_{\kappa} = 2I_{\kappa 0} + 2I_{\kappa 2} \cos(2\omega t + \varphi_2) + \dots \quad (5.18)$$

содержащая только постоянные составляющие и четные гармоники. Это обстоятельство существенно облегчает задачу блокировки источника питания



**Рис. 5.4. Временные диаграммы токов в двухтактном УМ для кусочно-линейной модели БТ при  $\Theta = 90^\circ$  и гармоническом напряжении возбуждения**

Двухтактная схема, содержащая два идентичных АЭ, аналогично схеме параллельного включения АЭ отдает удвоенную полезную мощность в нагрузку, потребляет удвоенную мощность от источника питания и имеет удвоенную мощность возбуждения по сравнению с одним АЭ.

Основное преимущество двухтактной схемы заключается не столько в удвоении мощности усилителя, сколько в возможности подавления высших гармоник при сохранении сравнительно высокого КПД, если работать с углом отсечки  $90^\circ$ . Эта особенность двухтактной схемы позволяет использовать ее, когда фильтрация высших гармоник другими способами невозможна или затруднительна. Бывают случаи, когда применение двухтактного включения позволяет не только снизить требования к фильтру на выходе УМ, но и отказаться от него.

Кроме того, двухтактная схема в силу своей симметрии относительно земли удобна в случае, когда нагрузка симметрична относительно земли.

Полная «очистка» сигнала от высших гармоник в двухтактном УМ связана с рядом препятствий, даже если усилитель оказывается И идеально симметричным. Нелинейность проходных характеристик и Инерционность АЭ, переходные процессы в режиме с отсечкой, нелинейность нагрузки, температурные и временные «уходы» параметров АЭ ) исключают возможность формирования строго косинусоидальных импульсов выходных токов АЭ с углом отсечки  $90^\circ$ . На практике к этому добавляется неизбежная неидентичность плеч усилителя из-за естественного разброса параметров АЭ и пассивных элементов, а также отклонения от симметрии при монтаже.

Асимметрия плеч двухтактного усилителя вызывает нарушение симметрии режимов АЭ. Кроме роста уровня гармоник это, как и в Параллельной схеме, сопровождается снижением максимальной выходной мощности и КПД.

Универсальным средством снижения уровня как четных, так и Нечетных гармоник тока в усилителях является введение отрицательной обратной связи (ООС).

Наличие АЭ двух типов проводимости (биполярные транзисторы  $p-n-p$  и  $n-p-n$ , полевые транзисторы с каналами типов  $p$  и  $n$ ), т. е. комплементарных приборов, предоставляет особую возможность построения двухтактных схем, которые могут иметь более простые цепи связи.

#### 5.4. Мостовое включение активных элементов

Устранить недостатки, свойственные параллельному и двухтактному включению АЭ, можно, исключив взаимную связь между ними, (той целью широко применяются усилители, построенные по Московской схеме (рис. 5.5).

В номинальном режиме мостового усилителя АЭ имеют идентичные параметры и работают в одинаковых режимах. Мост-делитель (МД) распределяет мощности поровну между АЭ, а мост-сумматор (МС) складывает одинаковые мощности АЭ в общей нагрузке. Деление и сложение мощностей происходят без потерь (предполагается, реактивные элементы мостов идеальны). В номинальном режиме ионное свойство мостов — взаимная независимость (развязка) АЭ

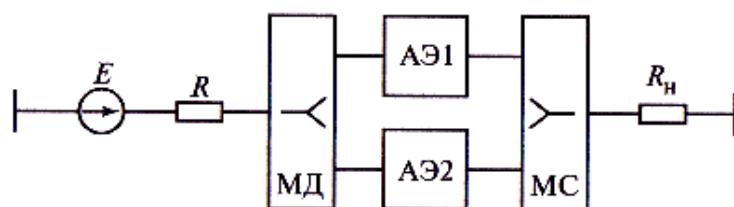


Рис. 5.5. Структурная схема мостового усилителя

никак не проявляется. При отклонении от номинального режима развязка проявляется в том, что МД поддерживает постоянным напряжение возбуждения АЭ1, а МС — сопротивление нагрузки АЭ1 при любых изменениях режима АЭ2 и наоборот.

Развязку между выходами АЭ1 и АЭ2 можно объяснить на примере схемы усилителя с синфазными мостами (рис. 5.6), предназначенными для суммирования мощностей синфазных генераторов и получения синфазных напряжений для возбуждения активных элементов, следующим образом. Связь между АЭ через общее сопротивление нагрузки  $R_H$  компенсируется дополнительной связью через балластный резистор сумматора  $2R_{\delta.c}$ . Фазовое условие компенсации выполняется, так как напряжение, поступающее на выход АЭ2 (АЭ1) от АЭ1 (АЭ2) через канал нагрузки, на  $180^\circ$  запаздывает по отношению к напряжению, поступающему через балластное сопротивление, из-за наличия двух П-образных звеньев, каждое из которых сдвигает напряжение по фазе на  $90^\circ$ . Таким образом, реактивная часть синфазного моста является фазовращателем на  $180^\circ$ . В качестве фазовращателя могут использоваться сосредоточенные  $L$ -, С-цепи, отрезки линий, трансформаторы на ферrite и др. Для соблюдения амплитудного условия компенсации требуется выполнение определенного соотношения между балластным сопротивлением  $2R_{\delta.c}$ , реактивными элементами суммирующего моста  $X_{c.m}$  и его нагрузкой  $R_H$ :

$$2R_{\delta.c} = X_{c.m}^2 / R_H \quad (5.19)$$

Аналогичное соотношение должно выполняться между балластным сопротивлением  $R_{\delta.o}$ , реактивным сопротивлением  $X_{d.m}$  моста-делителя и сопротивлением источника возбуждения  $R_{h.o}$ :

$$2R_{\delta.o} = X_{d.m}^2 / R_{h.o} \quad (5.20)$$

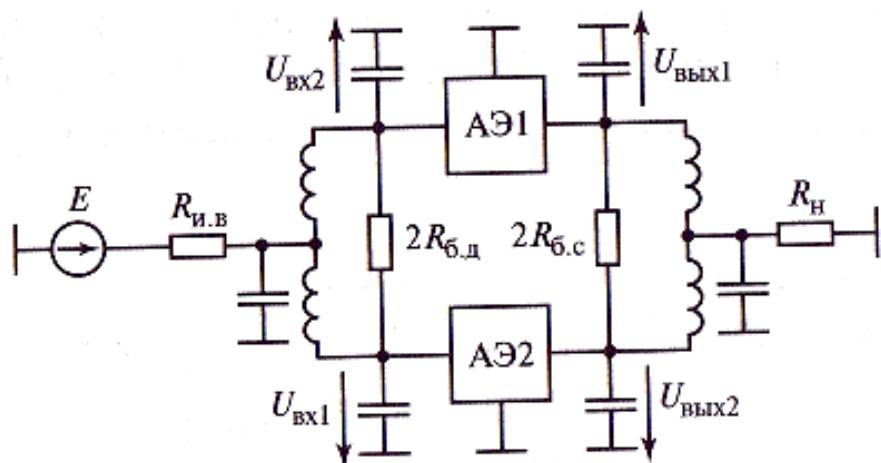


Рис. 5.6. Схема усилителя с синфазными мостами

Балластное сопротивление моста-сумматора выбираем равным сопротивлению коллекторной нагрузки  $R_K$ . Так как значение  $R_H$  обычно бывает задано, а значение  $R_K$  определяется из расчета режима транзистора, из (5.19) остается найти  $X_{cm}$ .

Заметим, что нарушение указанных соотношений вызовет появление связи между АЭ, их режимы станут взаимозависимыми тем сильнее, чем больше степень нарушения.

Отсутствие потерь мощности в балластных резисторах в нормальном режиме объясняется равенствами  $U_{вых1} = U_{B_{вых2}}$ ,  $U_{Bx1} = U_{Bx2}$  в силу симметрии усилителя.

Важными параметрами усилителя являются его входное и выходное сопротивления, зависящие от параметров и режима АЭ. Старение и смена АЭ, изменение условий окружающей среды приводят к изменению входных и выходных сопротивлений АЭ и, как следствие, входного и выходного сопротивлений усилителя. В этом отношении усилители с синфазными мостами (например, на рис. 5.6) не отличаются от усилителя на одиночном АЭ, потому что в симметричном режиме ток через балластные резисторы отсутствует и мост представляет собой обычный реактивный трансформатор.

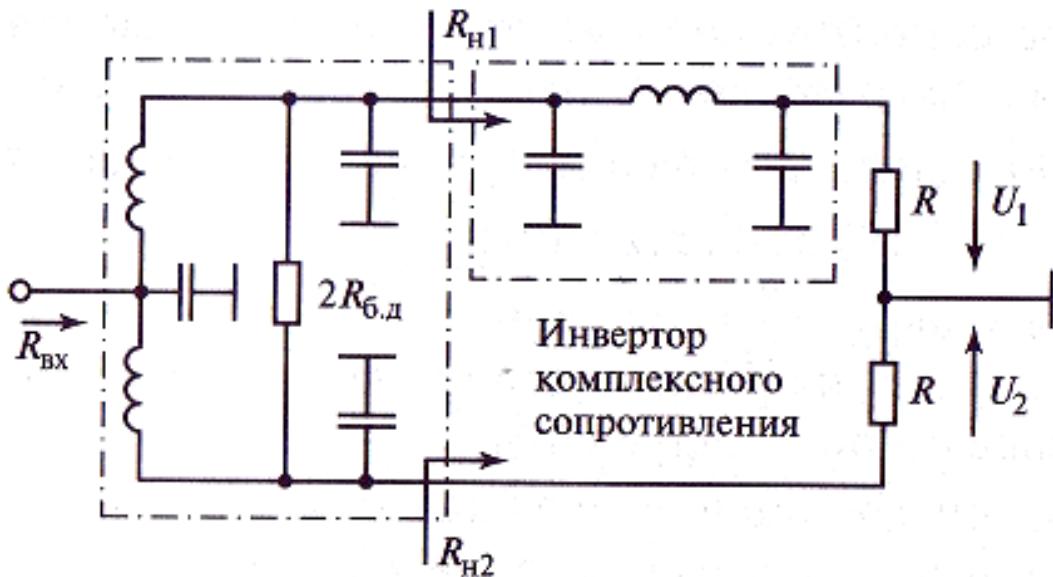
Мостовые цепи некоторых типов кроме развязки между АЭ внутри каскада имеют еще одно важное свойство. Их входное и выходное сопротивления не зависят от параметров АЭ при условии идентичности последних. Такое свойство имеют, в частности, каскады на так называемых квадратурных мостах.

Если напряжения на выходе моста-делителя равны по амплитуде и сдвинуты на  $90^\circ$ , т.е. находятся в квадратуре

$$U_1 = \pm jU_2, \quad (5.21)$$

то при одинаковом изменении нагрузок, которыми являются входные сопротивления транзисторов каскада, входное сопротивление моста-делителя сохраняется постоянным. Равным образом, если одинаково Изменяются выходные сопротивления транзисторов, то выходное сопротивление моста-сумматора остается постоянным.

Квадратурный мост можно сделать на основе синфазного. Для этого в соответствии с (5.21) следует добавить к одному из его выходов цепь, сдвигающую фазу на  $90^\circ$  (например, П- или Т-образное звено типа инвертора комплексного сопротивления или четвертьволновой отрезок линии). Поясним свойство постоянства входного Сопротивления квадратурного моста-делителя при одинаковом изменении нагрузок на примере схемы рис. 5.7. Увеличение, например, сопротивлений нагрузок  $R$  приводит к увеличению  $R_{H2}$  и уменьшению  $R_{H1}$ , что и способствует поддержанию постоянства  $R_{Bx}$ . Однако



**Рис. 5.7. Схема квадратурного моста-делителя мощности с инвертором комплексного сопротивления**

лишь при наличии балластного сопротивления это постоянство оказывается точным.

Входное и выходное сопротивления усилителя с квадратурными мостами активны и не зависят от параметров АЭ при идентичности АЭ, тогда как входное и выходное сопротивления немостового усилителя на тех же АЭ или усилителя с синфазными мостами могут зависеть от множества факторов, иметь значительный разброс, быть комплексными.

Применение квадратурных мостов целесообразно и в тех случаях, когда не стоит задача сложения мощностей, т.е. в маломощных усилителях. Оно позволяет существенно ослабить связи между каскадами и повысить устойчивость многокаскадных усилителей.

Мостовой метод развязки генераторов, работающих на общую нагрузку, имеет принципиальный недостаток: КПД моста снижается, когда соотношение напряжений на его входах отличается от номинального. При этом через балластные резисторы начинает протекать ток и часть мощности рассеивается в них. Сохранить КПД мостовой суммирующей цепи близким к 100 % при отключении нескольких генераторов или изменении соотношения их напряжений невозможно без коммутации выходных цепей усилителей. Реальный КПД моста-сумматора не достигает 100 % даже при совершенно идентичных генераторах. Это объясняется потерями в реактивных элементах моста, которые не учитывались в проведенном анализе.

Если необходимо суммировать мощность большого числа АЭ, применяют более сложные схемы мостов, например так называемые многополюсные мосты. Они позволяют объединить произвольное число АЭ (обычно не более 16); используются также комбинации мостов.

Доказательства свойств мостов и мостовых усилителей можно найти, например, в учебниках [1, 2].

## Контрольные вопросы и задания

1. С какой целью используется сложение мощностей активных элементов (транзисторов, ламп и др.)?
2. В чем заключаются недостатки схемы параллельного включения АЭ?
3. С какой целью используется включение резисторов в эмиттерных цепях транзисторов при их параллельном соединении?
4. В чем смысл шунтирования резисторов в эмиттерных цепях параллельно включенных транзисторов конденсаторами большой емкости (блокировочными конденсаторами)? Что выигрывается и что теряется при их включении?
5. Какие преимущества и какие недостатки имеет двухтактное включение АЭ по сравнению с параллельным?
6. Что такое внутрикаскадная развязка АЭ и благодаря чему она достигается в мостовых схемах включения АЭ?
7. Что означают термины «синфазный мост», «квадратурный мост»?
8. Что означают термины «мост-сумматор», «мост-делитель»?
9. Какие дополнительные свойства имеет квадратурный мост по сравнению с синфазным в схеме деления мощности?
10. Можно ли построить развязывающий мост (сумматор, делитель) исключительно из реактивных элементов (катушки, конденсаторы, трансформаторы)?
11. Укажите главные преимущества мостовых схем сложения мощности перед немостовыми.

## Глава шестая

### **КЛЮЧЕВЫЕ УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ**

---

#### **6.1. Общие сведения о ключевых усилителях мощности**

Название этого класса устройств объясняется тем, что активные элементы — транзисторы, тиристоры, лампы — в *ключевых усилителях мощности* (КУМ) работают в режиме электронных ключей, замыкаемых и размыкаемых с частотой напряжения возбуждения. В идеальном случае ключ должен иметь нулевое сопротивление в замкнутом состоянии и бесконечное в разомкнутом. Для БТ замкнутому состоянию ключа наиболее соответствует состояние насыщения, разомкнутому — состояние отсечки.

Транзисторные усилители мощности, работающие без отсечки либо с отсечкой коллекторного тока и гармоническим напряжением на коллекторе (усилители классов А, В и С) в отличие от ключевых будем называть *гармоническими* УМ.

Среди КУМ различают *резистивные* усилители, цепи связи которых представляют собой широкополосные трансформаторы, и *резонансные*. Токи и напряжения на выходах резистивных КУМ имеют почти прямоугольную форму, а при необходимости подавления высших гармоник в спектре выходного сигнала на выходе схемы включают полосовые фильтры или ФНЧ.

Резонансные КУМ подразделяют на усилители классов D и E. К классу D обычно относят двухтактные схемы, подразделяемые на переключатели напряжения и переключатели тока, к классу E — однотактные схемы с формирующим контуром (хотя в принципе они могут быть и двухтактными). Усилители класса E по схеме повторяют гармонические УМ с той лишь разницей, что выходной контур имеет низкую нагруженную добротность (около 1...2) и настраивается на частоту, примерно в 1,5 раза превышающую рабочую. При таких параметрах ЦС возникает ключевой режим, а сама цепь называется формирующим контуром. Она формирует на коллекторе напряжение с малым остаточным значением на этапе протекания коллекторного тока и без так называемых коммутационных потерь.

В настоящем учебном пособии рассматриваются два типа КУМ, оба на БТ — двухтактный класса D с переключением напряжения и однотактный класса E. Принципиальные схемы рассматриваемых усилителей будут рассмотрены далее.

Выходной цепью связи КУМ могут служить простые резонансные контуры (а также более сложные фильтрующие цепи) с окончной резистивной нагрузкой. В таких схемах ключ, выходная ЦС, сопротивление нагрузки и источник питания образуют последовательную цепь, в которой при замкнутом ключе напряжение питания практически целиком (за вычетом незначительного падения напряжения на открытом ключе) приложено к нагрузке, а при разомкнутом — к ключу. Таким образом, в любой момент времени произведение мгновенных значений тока ключа и напряжения на нем близко к нулю, т. е. на ключе рассеивается весьма малая (в идеале — нулевая) мощность. Поэтому если ключ идеальный, то энергия источника питания может быть без потерь, т. е. с электронным КПД, равным 100 %, преобразована в высокочастотную энергию.

В реальных устройствах электронный КПД достигает 98 % на частотах около десятков килогерц и снижается примерно до 80 % на Частоте 100... 150 МГц. Это объясняется неидеальностью ключевых свойств АЭ, имеющих потери как в открытом, так и в закрытом состоянии, а также так называемые коммутационные потери на интервалах переключения. Природа коммутационных потерь определяется типом применяемого АЭ, а их доля зависит от типа схемы КУМ. Высокий электронный КПД — главное достоинство КУМ. Это означает, что в ключевом режиме по сравнению с гармоническим можно получить в несколько раз (а иногда и на порядок) большую ходную мощность при той же мощности, рассеиваемой на АЭ, и соответственно ту же (и даже большую) выходную мощность при значительно меньшей рассеиваемой на АЭ мощности. Это существенно облегчает охлаждение.

Исторически первыми стали успешно применять КУМ на БТ. лектронный КПД двухтактных усилителей класса D на БТ существенно зависит от коммутационных потерь, связанных с конечным временем накопления и рассасывания носителей в базе и перезаряда-емкостей переходов. Коммутационные потери растут пропорционально частоте, поэтому появившиеся позже мощные полевые транзисторы типа МДП, в которых явления накопления и рассасывания зарядов отсутствуют, оказались более перспективными для применения в ключевых режимах. Процессы накопления и рассасывания зарядов в этих АЭ проявляются лишь при сильном рассогласовании, т. е. нерабочих режимах, причем они связаны с наличием паразитного БТ в структуре МДП. В настоящее время мощные МДП-транзисторы лируют по энергетическим показателям усилителей класса D в диапазоне частот до 30 МГц. Более высокий частотный потолок

достигнут в КУМ на ПТ с барьером Шотки: известны двухтактные усилители класса D с рабочей частотой 175 МГц.

Частотный потолок КУМ на БТ, максимальный в однотактных усилителях класса Е с формирующим контуром, составляет 100... 150 МГц. В двухтактных усилителях класса D он ниже на один-два порядка. Это объясняется тем, что в усилителях класса Е коммутационные потери

пренебрежимо малы по сравнению с потерями на этапе протекания коллекторного тока (т.е. при открытом ключе).

Принципиальным недостатком ключевого режима является невозможность усиления амплитудно-модулированных колебаний. Это связано с тем, что при открытом ключе транзистор находится в режиме насыщения и коллекторный ток почти не зависит от амплитуды входного воздействия. Зато по сравнению с гармоническими УМ в недонапряженном режиме выходная мощность КУМ гораздо менее чувствительна к вариации входного воздействия и температурным изменениям параметров АЭ.

Другой крупный недостаток КУМ — значительно большая, чем у гармонических УМ, опасность мгновенного пробоя АЭ при коротком замыкании коллектор—эмиттер по высокой частоте. В усилителе, работающем в критическом режиме, это приводит к увеличению мощности, рассеиваемой на АЭ, не более чем в несколько раз. При разумном выборе запаса по мощности АЭ может выдерживать такую перегрузку сколь угодно долго. В ключевом усилителе (рис. 6.1, *a*) при коротком замыкании выходной ЦС транзисторы выходят из области насыщения. Выходной ток и рассеиваемая на коллекторах мощность увеличиваются на один-два порядка, что приводит к практически мгновенному разрушению обоих транзисторов. Поэтому в КУМ обычно применяются схемы быстродействующей электронной защиты, снимающие возбуждение или напряжение питания при резком возрастании потребляемого тока.

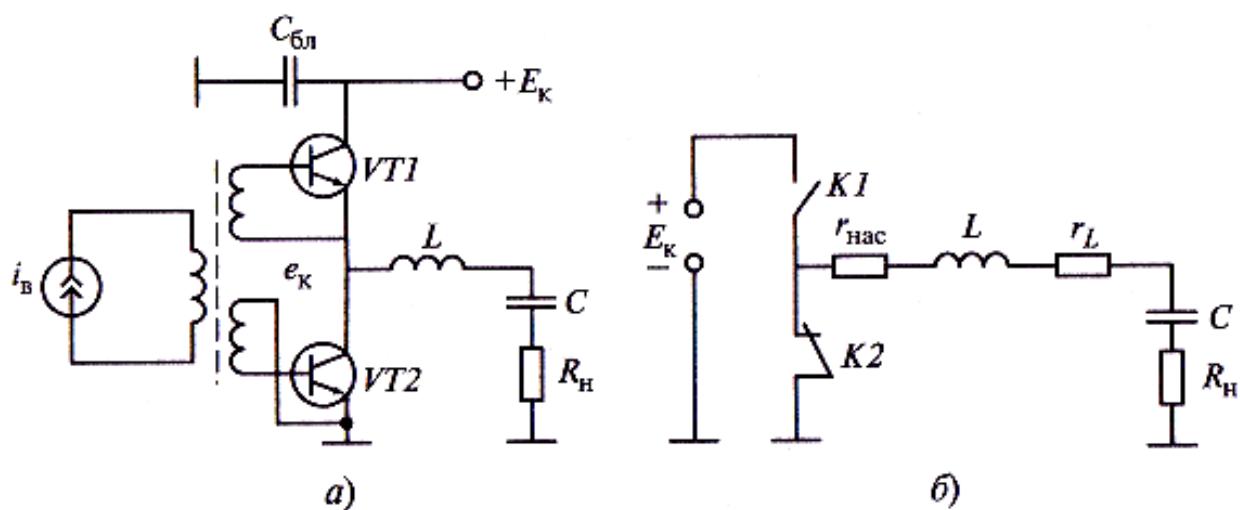


Рис. 6.1. Двухтактный КУМ с переключателем напряжения (*a*) и эквивалентная схема его выходной цепи (*б*)

## 6.2. Двухтактный КУМ с переключением напряжения на биполярных транзисторах

Пояснить принцип работы КУМ проще всего на примере двухтактной схемы с переключением напряжения (рис. 6.1, а). При малой мощности (до единиц ватт), пока не требуются радиаторы, в этой схеме могут быть применены практически любые транзисторы.

Недостаток схемы в том, что при значительных уровнях мощности, когда необходимо применение радиаторов, в ней могут быть использованы только транзисторы в универсальных корпусах со всеми изолированными от корпуса выводами. Между тем номенклатура таких транзисторов весьма немногочисленна. Многие мощные транзисторы СВЧ, пригодные по частотным свойствам для двухтактной схемы КУМ диапазона до 2 МГц, имеют соединенный с корпусом эмиттер. Большинство мощных ВЧ-транзисторов, пригодных по своим частотным свойствам для двухтактных КУМ диапазона до 0,1 МГц, имеют соединенный с корпусом коллектор.

Эквивалентная схема выходной цепи двухтактного КУМ приведена на рис. 6.1, б. Транзисторы VT1 и VT2 на эквивалентной схеме рис. 6.1, б заменены ключами K1 и K2 и сопротивлением насыщения  $r_{\text{нас}}$ .

Временные диаграммы напряжений и токов в КУМ показаны на рис. 6.2, а-л. Источник возбуждения на рис. 6.1, а представлен генератором гармонического тока  $i_b$ . Ключевой режим усилителя возможен и при других формах этого тока. Однако форма должна быть симметричной (синус, меандр и др.), чтобы длительность открытого состояния каждого транзистора равнялась длительности паузы, т. е. угол отсечки входного тока каждого транзистора должен быть равен  $90^\circ$ . Значение этого тока должно быть достаточным для введения открытого транзистора в состояние насыщения в течение практически всего полупериода колебания.

В любой момент под действием противофазных напряжений на вторичных обмотках трансформатора один транзистор открыт, а другой закрыт. Соответственно один из ключей на схеме рис. 6.1, б замкнут, а другой разомкнут. Действие ключей и источника питания  $E_k$  для выходной цепи КУМ, состоящей из последовательного контура  $L, C$  с сопротивлением потерь  $r = r_{\text{нас}} + r_L$ , настроенного в резонанс на частоту входного сигнала  $f$  и полезной нагрузки  $R_H$ , равно-  
ильно воздействию ЭДС  $e'_k(t)$  прямоугольной формы с частотой

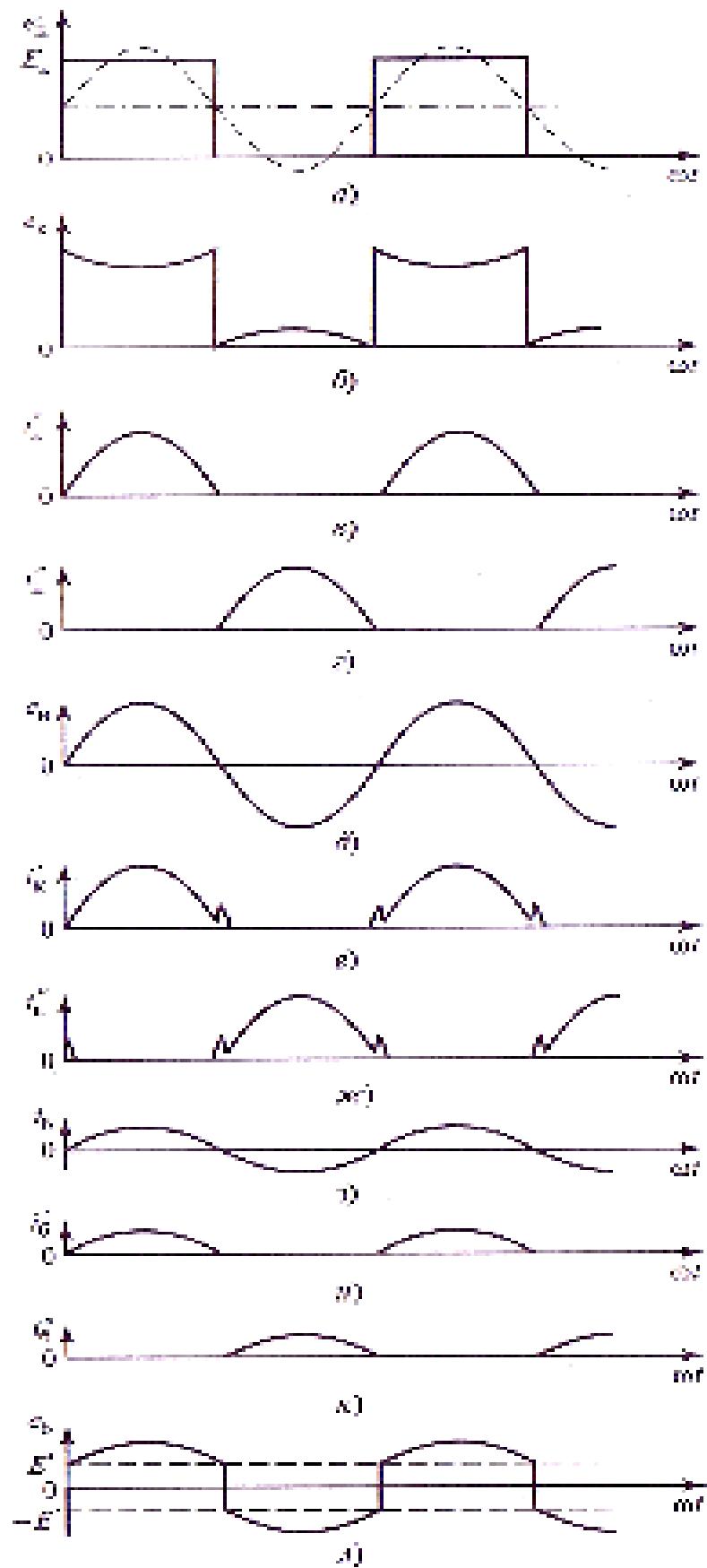


Рис. 6.2 ВРЕМЕННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ КУМ

поврежения  $f$ . При этом  $e'_K(t) = E_K$ , когда открыт транзистор  $VT1$  (закнут ключ  $K1$ ), и  $e_K = 0$ , когда открыт транзистор  $VT2$  (замкнут ключ  $K2$ ).

С учетом временных диаграмм (рис. 6.2) отметим следующие особенности двухтактного КУМ. При разомкнутой цепи нагрузки напряжение, которое можно наблюдать на коллекторе  $VT2$  относительно земли, равно  $e'_K(t)$  и представляет собой меандр с размахом от нуля до  $E_K$  (рис. 6.2, *a*). Его можно представить в виде ряда Фурье I амплитудами гармоник:

$$U_{km} = 2E_K/(n\pi) \quad (6.1)$$

где  $n$  — номер гармоники.

Величину  $U_{k1} = 2E_K/\pi$  будем называть амплитудой первой гармоники ЭДС  $e'_K(t)$  на коллекторах  $VT1$  и  $VT2$ . Ей соответствует колебательная мощность  $P_1 = 0.5U_{k1}^2/R_1$ , где  $R_1$  — полное активное резонансное сопротивление коллекторной цепи  $L$ ,  $C$ ,  $r$ ,  $R_H$ ,  $r_{нac}$ . При подключенной нагрузке форма напряжения  $e_K(t)$  несколько отличается от меандра  $e'_K(t)$  «вмятинами» из-за падения напряжения на  $r_{нac}$ , создаваемого контурным током (рис. 6.2, *b*). Этот ток одновременно есть и коллекторный ток, и ток нагрузки. Если добротность контура с учетом нагрузки достигает хотя бы нескольких единиц, формы контурного тока и напряжения на нагрузке (рис. 6.2, *d*) близки к гармоническим. Полупериоды тока являются почти косинусоидальными импульсами коллекторных токов транзисторов  $VT1$  и  $VT2$  с углами отсечки  $90^\circ$  (рис. 6.2, *e*, *г*). Заметим, что в отличие от гармонических УМ, также часто работающих с косинусоидальными импульсами коллекторного тока, в КУМ форма импульса определяется не формой входного воздействия и видом проходной характеристики АЭ, а фильтрующим действием последовательного контура, сопротивление которого для высших гармоник тока велико по сравнению с сопротивлением для тока первой гармоники.

Однако коллекторный ток имеет такую форму, если транзисторы открываются поочередно, причем без паузы. Если же они оказываются открытыми в течение части периода одновременно, появляются «сквозные» токи, протекающие через оба транзистора и источник питания, минуя выходной контур. На осциллограмме они наблюдаются в виде всплесков на краях рабочих импульсов коллекторных токов (рис. 6.2, *е*, *ж*). Это вредные токи, ибо они не создают полезной мощности, а лишь увеличивают потребляемую усилителем мощ-

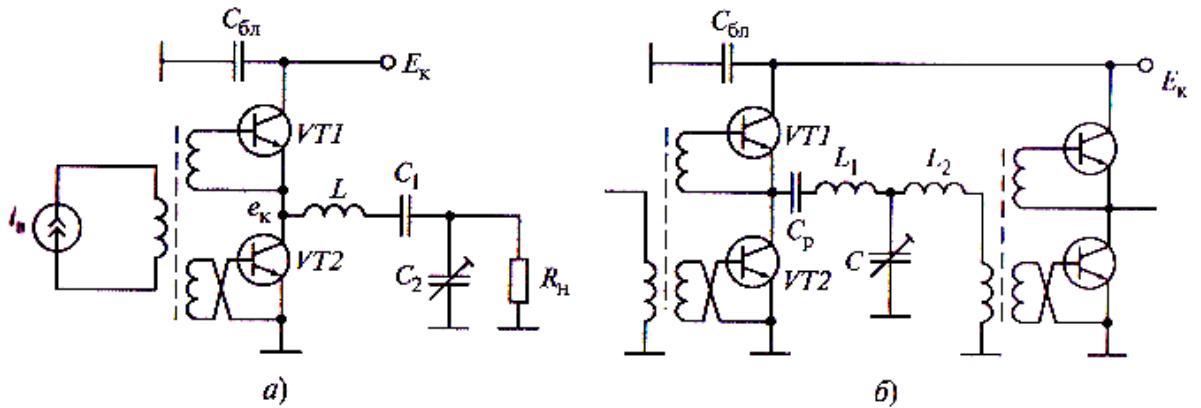
ность и перегружают транзисторы. Обычно причиной появления сквозных токов в двухтактных КУМ на БТ является запоздалое выключение транзисторов из-за конечного времени рассасывания носителей заряда в базе, которое тем больше, чем глубже насыщение транзистора к моменту запирания, т.е. чем больше мощность возбуждения и выше сопротивление нагрузки, а также чем ниже граничная частота транзистора. Один из транзисторов не успевает закрыться, когда уже открывается другой. Отсюда следует, что для достижения максимума КПД и надежности КУМ следует правильно выбирать уровень возбуждения транзисторов. Недовозбуждение вызывает, как следует из статических характеристик БТ, повышение напряжения насыщения коллектор—эмиттер, т.е. сопротивления  $\Gamma_{\text{нас}}$ , и снижение КПД из-за роста потерь в БТ на этапах насыщения.

Перевозбуждение увеличивает сквозные токи и снижает КПД из-за роста потерь на этапах переключения. Влияет на значение сквозных токов и форма тока возбуждения. Например, при прямоугольной форме возбуждающего тока БТ быстрее отпирается и медленнее запирается, что приводит к росту сквозного тока.

Если усилитель (см. рис. 6.1, *a*) возбуждается гармоническим током (рис. 6.2, *з*), то импульсы базовых токов имеют форму, близкую к косинусоидальной (рис. 6.2, *и, к*), а входное напряжение в моменты переключения плеч претерпевает скачки, преодолевающие начальный сдвиг статических характеристик транзисторов  $E'$  (рис. 6.2, *л*).

Расчет оптимального уровня и формы тока возбуждения даже с помощью ЭВМ весьма труден, ибо требует учета многих факторов. Однако можно привести некоторые соображения по выбору формы тока возбуждения. Поскольку коллекторный ток имеет косинусоидальную форму, то для поддержания примерно одинакового уровня насыщения в течение рабочего полупериода базовый ток также должен быть косинусоидальным. Слишком глубокое насыщение при выходе из открытого состояния, которое получится, если возбуждать БТ, например, током в форме меандра, увеличит сквозные токи из-за ускоренного включения одного транзистора и замедленного выключения другого, что весьма нежелательно.

Таким образом, для возбуждения двухтактного КУМ целесообразно использовать генератор гармонического тока, который достаточно легко сформировать. Например, предыдущий каскад (возбудитель) можно выполнить также по двухтактной схеме, а его выходную цепь построить в виде Т-образного инвертора на двух катушках, подавляющую высшие гармоники тока (рис. 6.3, *б*). Рекомендуется весь мощный тракт усиления выполнять двухтактным для более симметричного возбуждения выходного каскада.



**Рис. 6.3. Ключевой усилитель мощности с трансформирующими цепями связи: выходной (а) и межкаскадной (б)**

Если заданы напряжение питания  $E_n$ , сопротивление нагрузки  $R_h$  и мощность  $P_h$ , то в общем случае невозможно обойтись простейшей выходной цепью в виде последовательного контура (см. рис. 6.1, а), так как требуется трансформация сопротивления в выходной цепи. При относительно низких напряжениях питания и больших мощностях требуется понижение сопротивления от нагрузки к коллекторам. Тогда можно использовать схему выходной цепи, показанную на рис. 6.3, а. Она кроме трансформации сопротивления позволяет улучшить фильтрацию высших гармоник.

При любом соотношении  $R_K$  и  $R_h$  в двухтактном КУМ — переключателе напряжения — может использоваться Т-образная трансформирующая и фильтрующая цепь связи

(рис. 6.3, б). В простейшем для расчета частном случае (инвертор комплексного сопротивления) все три элемента цепи имеют одинаковые по модулю реактивные сопротивления  $\omega L_1 = \omega L_2 = 1/(\omega C = X)$ , а значение  $X$  определяется из формулы

$$X = \sqrt{R_e R_h} \quad (6.2)$$

с использованием которой при расчете находятся  $L_1 = L_2$  и  $C$ .

### 6.3. Порядок расчета двухтактного КУМ

Для первого знакомства с расчетом КУМ рассмотрим область сравнительно невысоких частот — порядка 100 кГц, в которой можно пренебречь сквозными токами и другими «паразитными» процессами, а транзистор заменить ключом с сопротивлением  $r_{нас}$  (см. рис. 6.1, б).

Для оценки общего КПД усилителя

$$\eta_0 = P_h / P_0 \quad (6.3)$$

где  $P_0$  — мощность, потребляемая от источника питания;  $P_h$  - мощность, передаваемая в нагрузку, введем электронный КПД ключевого усилителя

$$\eta_{\text{э.кл}} = \frac{P_h + P_{u.c}}{P_0} \quad (6.4)$$

где  $P_{u.c}$  мощность, рассеиваемая на сопротивлении потерь контура  $r_L$ , а также введем КПД цепи согласования

$$\eta_{u.c} = \frac{P_h}{P_h + P_{u.c}} \quad (6.5)$$

Из этих соотношений следует равенство

$$\eta_o = \eta_{\text{э.кл}} \eta_{u.c} \quad (6.6)$$

Следует отметить, что в схеме рис. 6.1, б при отсутствии в контуре токов высших гармоник и связанных с ними потерь мощное  $P_0$  равна полной мощности  $P_1$ , выделяемой первой гармоникой тока контура на сопротивлениях  $R_H$ ,  $r_{\text{нac}}$  и  $r_L$ , т. е. справедливо равенство

$$P_0 = P_1 = P_h + P_k + P_{u.c} = 0,5|I_1|^2 R_k \quad (6.7)$$

где

$$R_k = R_h + r_{\text{нac}} + r_L \quad (6.8)$$

— полное сопротивление потерь в выходном контуре КУМ;  $P_k$  - мощность, рассеиваемая на коллекторах транзисторов, численно равная потерям на сопротивлении  $r_{\text{нac}}$ ;

$|I_1|$  — амплитуда первой гармоники тока контура.

Непосредственно из схемы рис. 6.1, б и определений  $\eta_0$ ,  $\eta_{\text{э.кл}}$   $\eta_{u.c}$  вытекают следующие выражения:

$$\eta_o = \frac{R_H}{R_k}; \eta_{\text{э.кл}} = \frac{R_H + r_L}{R_k}; \eta_{u.c} = \frac{R_H}{R_H + r_L} \quad (6.9)$$

Кроме них для расчетов используют соотношения, связывающие сопротивления потерь с добротностями выходного контура при отсутствии вносимых сопротивлений (на холостом ходу)  $Q_x$  и при наличии внесенных сопротивлений  $Q_H$ . Эти добротности выражаются

ются через характеристическое сопротивление контура  $\rho = \sqrt{L/C}$  и сопротивление  $r_L$  и  $R_K$

$$Q_x = \rho/r_L ; Q_H = \rho/R_K \quad (6.10)$$

Из (6.8), (6.10) получим формулу для  $\rho$  при заданных  $r_{\text{нас}}$

При получим КУМ формулу для расчета  $\rho$  при заданных  $r_{\text{нас}}$ ,  $Q_H$  и  $Q_K$

$$\rho = (R_H + r_{\text{нас}}) \frac{Q_H Q_x}{Q_x - Q_H} \quad (6.11)$$

При расчете КУМ добротность  $Q_H$  определяется требованиями к подавлению высших гармоник тока в нагрузке. Степень подавления  $n$ -й гармоники находится из соотношения

$$\Phi_n = I_n / I_1 \quad (6.12)$$

и обычно измеряется в децибелах

$$\Phi_{nD} = 20 \lg \left| \frac{I_n}{I_1} \right| \quad (6.13)$$

Выразим  $I_n/I_1$  через соответствующие гармоники напряжения  $e'_K(t)$ :

$$|I_1| = U_{k1} / R_K, |I_n| = U_{kn} = U_{kn} / |Z_n|$$

гармонические составляющие напряжения  $e'_K(t)$  определяются формулой (6.1), из которой следует

$$|U_n| / U_1 = 1/n \quad (6.14)$$

И соответственно

$$\Phi_n = \frac{1}{Q_H (n^2 - 1)} \quad (6.15)$$

Таким образом, для наибольшей третьей гармоники при симметричном меандре  $e'_K(t)$  получаем

$$\Phi_3 = \frac{1}{8Q_H} \quad (6.16)$$

$$\Phi_{3D} = -20 \lg(8Q_H) \quad (6.17)$$

При расчете входной цепи предположим, что КУМ возбуждается от генератора гармонического тока, причем амплитуда тока базы в режиме насыщения на порядок ниже высоты импульса коллекторного тока:

$$I_b = 0,1i_{k.m} \quad (6.18)$$

Для оценки входной мощности необходимо знать амплитуду первой гармоники напряжения возбуждения  $U_{b1}$ . В соответствии с рис. 6.2, л первая гармоника напряжения  $u_b(t)$  складывается из первой гармоники прямоугольного напряжения, возникающего в связи с начальным сдвигом статических характеристик  $E'$  и изменяющегося от  $-E'$  до  $+E'$ , и падения напряжения на сопротивлениях баз за счет тока возбуждения. В результате имеем

$$U_{b1} = \frac{4}{\pi} E' + r_\delta I_b \quad (6.19)$$

Расчет выполним в двух вариантах. В обоих вариантах считаем заданной мощность в нагрузке  $P_h$ , параметры транзистора ( $r_{nas}$ ,  $r_\delta$ ,  $E'$ ) и степень подавления третьей гармоники  $\Phi_{3D}$ . В варианте 1 считаем заданным сопротивление нагрузки и находим требуемое напряжение питания  $E_k$ . В варианте 2 считаем заданным напряжение  $E_k$  и определяем сопротивление нагрузки  $R_h$ . Найденное значение  $R_h$ , как правило, не совпадает с требуемым, например с сопротивлением фидера  $R_\phi$ . Именно это обстоятельство заставляет перейти от простейшей схемы КУМ (см. рис. 6.1, а) к схеме на рис. 6.3, б. Схема при том же общем КПД обеспечивает повышенную фильтрацию высших гармоник либо при заданной степени фильтрации позволяет повысить общий КПД усилителя.

### **Вариант 1. Расчет на заданную мощность $P_h$ при заданном $R_h$ .**

- Исходя из заданных требований к подавлению третьей гармоники, из равенства (6.17) определяем добротность

$$Q_h = \frac{1}{8} 10^{-0.05\Phi_{3D}}$$

- Задавая добротность контура на холостом ходу (например  $Q_x = 100$ ), по формуле (6.11) находим характеристическое сопротивление контура  $\rho$ , по формулам (6.10) определяем  $r_L$  и  $R_K$  и по формулам (6.9) рассчитываем  $\eta_0$ ,  $\eta_{\vartheta,kl}$  и  $\eta_{u,c}$ .

- Из (6.3)–(6.5) находим мощности:

$$P_0 = P_h / \eta_0; \quad P_{u,c} = \eta_{\vartheta,kl} P_0 - P_h; \quad P_k = P_0 - P_h - P_{u,c}.$$

4. Рассчитываем первую гармонику тока нагрузки, высоту импульса и постоянную составляющую тока коллектора:

$$I_H = I_1 = \sqrt{\frac{2P_H}{R_H}}; \quad i_{k.m} = I_H; \quad I_{k.m} = \frac{i_{k.m}}{\pi}.$$

5. Находим напряжение питания выходной цепи

$$E_k = P_0 / I_{k0}$$

Напряжение питания не должно превышать допустимого  $E_k < e_{k.e.don}$ . Выполнение этого неравенства следует проверить.

6. Номиналы элементов ЦС рассчитываем по формулам:

$$L = p/\omega; \quad C = 1/(\omega p).$$

7. Определяем амплитуды напряжений на реактивных элементах контура (на резонансной частоте контура они равны):

$$U_C = U_L = \rho I_H$$

На это напряжение должны быть рассчитаны электрические прочности катушки индуктивности и конденсатора ЦС.

8. По формулам (6.18) и (6.19) находим амплитуды входного тока  $I_B$  и напряжения  $U_{B1}$ , определяем мощность возбуждения и коэффициент усиления по мощности:

$$P_e = \frac{1}{2} I_e U_{e1}, K_P = \frac{P_H}{P_B}$$

На этом расчет КУМ при заданных значениях  $P_H$  и  $R_H$  заканчивается.

Для расчета режима и параметров КУМ при заданных  $P_H$  и  $E_k$  и неизвестном заранее значении  $R_H$  предварительно установим связь между общим КПД  $\eta_0$ , мощностью  $P_H$  и напряжением питания  $E_k$ . Согласно схеме выходной цепи КУМ (см. рис. 6.1, б) на сопротивлении  $R_H$  развивается напряжение

$$U_H = \frac{R_H}{R_k} U_{k1} = \frac{2}{\pi} \eta_0 E_k$$

и, следовательно,

$$P_H = \frac{2}{\pi^2} \frac{\eta_0^2 E_k^2}{R_H}$$

Теперь, считая известными  $P_H$ ,  $R_H$ ,  $r_{nac}$ ,  $Q_H$  и  $Q_x$ , находим выражение для общего КПД ключевого усилителя, подставляя  $R_H$  в виде

$$R_H = R_k - r_L - r_{nac} \tag{6.21}$$

и учитывая, что  $r_L = (Q_H/Q_X)R_K$ ,  $R_K = R_H/\eta_0$ , получаем из (6.21)

$$R_H = r_{\text{hac}}\eta_0(1 - Q_H/Q_X - \eta_0)^{-1} \quad (6.22)$$

Подставляя это выражение в (6.20) и решая получившееся уравнение относительно  $\eta_0$ , приходим к искомой формуле

$$\eta_0 = \frac{1}{2} \left( 1 - \frac{Q_H}{Q_X} \right) + \frac{1}{2} \sqrt{\left( 1 - \frac{Q_H}{Q_X} \right)^2 - 2\pi^2 \frac{P_H r_{\text{hac}}}{E_k^2}} \quad (6.23)$$

Заметим, что из двух решений уравнения относительно  $\eta_0$  выбрано большее, соответствующее режиму высокого КПД.

Используя полученные формулы, строим второй вариант расчета КУМ.

### **Вариант 2. Расчет на заданную мощность в нагрузке $P_u$ при заданном напряжении питания $E_k$ .**

1. Как и в п. 1 варианта 1, исходя из заданного значения  $\Phi_{3D}$ , определяем добротность  $Q_H$ . При этом выбираем значение  $Q_x$ .
2. По формуле (6.23) находим общий КПД  $\eta_0$  и, разрешив (6.20) относительно  $R_H$ , рассчитаем сопротивление нагрузки

$$R_H = \frac{2}{\pi^2} \frac{\eta_0 E_k^2}{P_H} \quad (6.24)$$

3. По формуле (6.11) находим характеристическое сопротивление контура  $\rho$ , по (6.10) рассчитываем  $r_L$  и  $R_K$  и по (6.9) определяем  $\eta_{\text{э.кл}}$  и  $\eta_{\text{д.э.}}$

После нахождения  $P_H$  и  $\rho$  задача сводится к решенной ранее и расчет выполняется в соответствии с пп. 3—8 варианта 1. При этом п. 5, в котором определяется напряжение питания, известное из исходных данных, можно опустить либо использовать для проверки точности вычислений.

Найденное значение  $R_H$ , как правило, оказывается меньше сопротивления реальной нагрузки, например  $R_\phi = 50$  или  $75$  Ом. В этом случае можно перейти от простой схемы (см. рис. 6.1, а) к схеме с повышенной фильтрацией высших гармоник (см. рис. 6.3). Коэффициент подавления третьей гармоники, как показано в гл. 3, для этой схемы

$$\Phi_3 = \frac{1}{8Q_H \sqrt{9 - 8 \frac{R_H}{R_\phi}}} \quad (6.25)$$

Отсюда видно, что при отношении  $R_\phi/R_H = 1,6\dots 4,0$  коэффициент  $\Phi_3$  уменьшается в  $2,0\dots 2,7$  раза, т. е. степень подавления третьей гармоники

улучшается на 3...4 дБ. Если же требования к КПД превалируют, то из (6.25) можно найти новое, меньшее значение добротности  $Q_H$  и по формуле (6.23) уточнить значение КПД  $\eta_0$ . Отметим, что в схеме с улучшенной фильтрацией общий КПД коллекторной цепи КУМ повышается преимущественно благодаря уменьшению мощности рассеяния в катушке индуктивности (вдвое при  $\Phi_3 = 2$ ) и соответствующему увеличению КПД цепи согласования. Электронный КПД усилителя при этом практически не меняется, точнее, увеличивается на доли процента.

## 6.4. Однотактные КУМ

Схемы однотактных КУМ принято разбивать на две группы: с формирующим контуром и с фильтрующим контуром. Пример схемы с формирующим контуром  $C, L, r_h$  показан на рис. 6.4, а ( $C_1$  — блокировочная емкость). Для обеспечения оптимального режима, соответствующего максимуму электронного КПД, контур должен иметь малую нагруженную добротность ( $Q = 2...4$ ) и быть расстроен относительно рабочей частоты. Поэтому в нагрузке генератора выделяется значительная мощность гармоник (около 10% при  $\Theta = 70...90^\circ$ ). Заменив индуктивность  $L$  и емкость  $C_1$  последовательным контуром  $L_\phi C_\phi$  достаточно высокой нагруженной добротностью ( $Q > 10$ ), получим простейшую схему генератора с фильтрующим контуром. В этой схеме токами высших гармоник в сопротивлении нагрузки можно пренебречь.

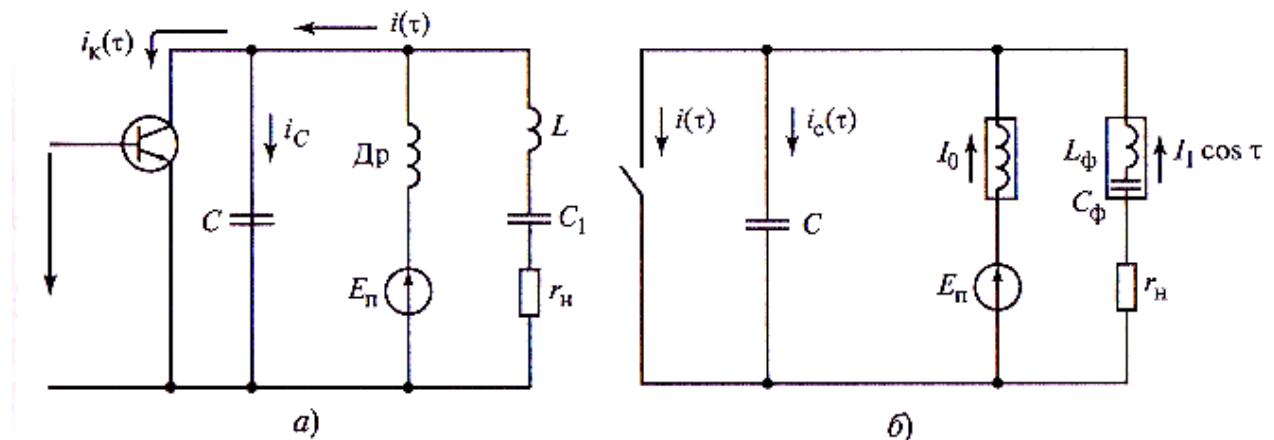
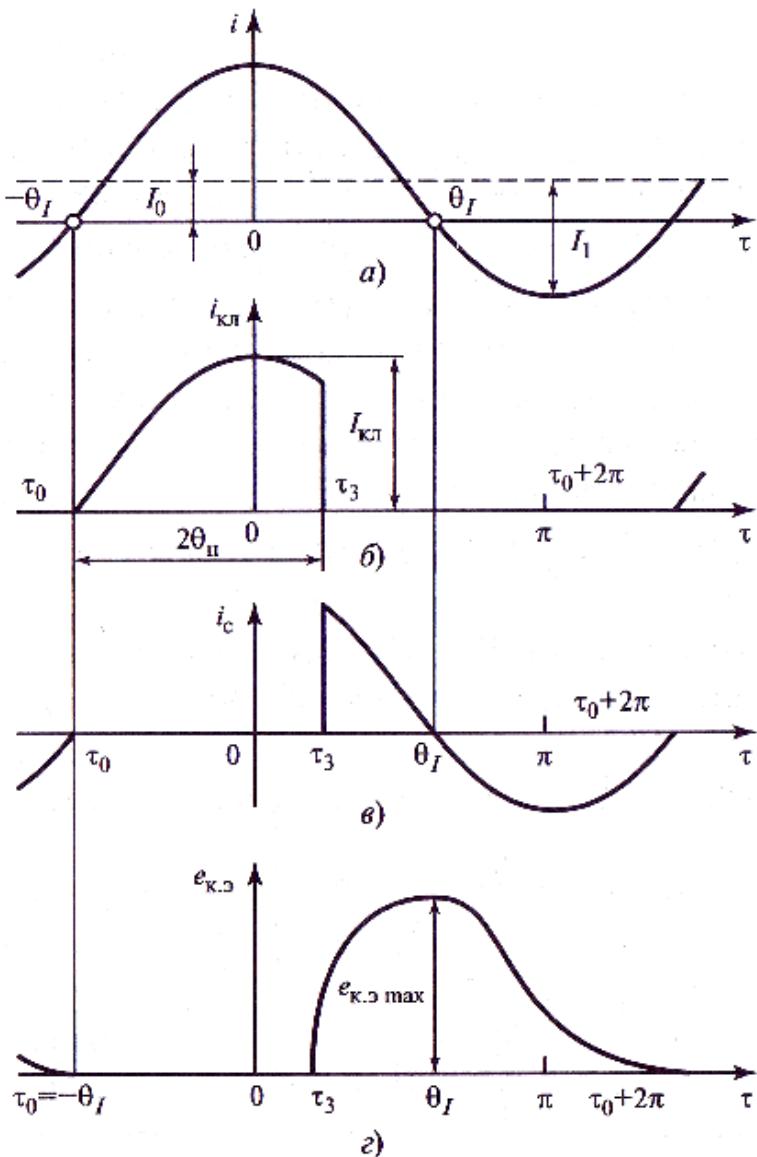


Рис. 6.4. Схема однотактного КУМ (а) и эквивалентная схема его коллекторной цепи (б)

Рассмотрим формы напряжений и токов в выходной цепи КУМ с фильтрующим контуром. Заменим транзистор идеальным ключом (с нулевым внутренним сопротивлением), коллекторную емкость отнесем к емкости  $C$  (рис. 6.4, б). Будем считать, что через фильтр  $L_\phi C_\phi r_h$  протекает синусоидальный ток с амплитудой  $I_l$ , а через дроссель — постоянный ток  $I_0$ . Тогда часть схемы на рис. 6.4, б справа от емкости  $C$  можно заменить источником тока  $I(t) = I_l(\cos t - \cos \Theta_1)$  где  $t = \omega t$ ;  $\cos \Theta_1 = -I_0/I_l$ ;  $2\Theta_1$  — часть периода, в течение которой ток  $i(t)$  положителен (рис. 6.5, а).

Из схемы видно, что ток  $i(\tau)$  равен сумме токов, протекающих через ключ  $i_{\text{кл}}(\tau)$  и конденсатор  $i_C(\tau)$  (рис. 6.5, б и в). Когда ключ



**Рис. 6.5.** Временные диаграммы суммарного тока (а), тока ключа (б), тока заряда емкости  $C$  (в) и напряжения на коллекторе (г) в схеме однотактного КУМ

замкнут, напряжение на конденсаторе  $C$  и ток  $i_C = \omega C du_{\text{к.э}}/d\tau$  равны нулю, т. е. весь ток  $i(\tau)$  течет через ключ:

$$i_{\text{кл}} = I_1 (\cos \tau - \cos \theta_I) \Big|_{\tau_0 < \tau < \tau_3}. \quad (6.26)$$

Изучение процесса переключения в реальном транзисторе показывает, что потери на активном этапе, т. е. при переключении из области отсечки в область насыщения и обратно, минимальны (и ими можно пренебречь), если в момент замыкания ключа  $\tau_0$  отсутствуют скачки напряжения на нем и ток

начинается с нуля:  $i_{\text{кл}}(\tau_0) = 0$ . Подставляя это условие в (6.26), находим  $\tau_0 = -\Theta_I$ .

Когда ключ разомкнут, ток через него равен нулю и весь ток  $i(\tau)$  идет на заряд конденсатора  $C$ :

$$i_C = I_1 (\cos \tau - \cos \theta_I) \Big|_{\tau_3 < \tau < \tau_0 + 2\pi}. \quad (6.27)$$

Проинтегрировав ток, найдем напряжение на коллекторе

$$e_{\text{к.э}} = x_C \int_{\tau_3}^{\tau} i_C(\tau) d\tau = x_C I_1 [(\sin \tau - \sin \tau_3) - (\tau - \tau_3) \cos \theta_I], \quad (6.28)$$

где  $x_c = 1/(\omega C)$ .

В момент  $\tau_0 + 2\pi$  ключ вновь замыкается, что следует из условия периодичности. При этом  $e_{\text{к.э}}(\tau_0 + 2\pi) = 0$ , и из (6.28) определяем связь углов открытия и запирания:

$$\sin(\tau_0 + 2\pi) - \sin \tau_3 - (\tau_0 + 2\pi - \tau_3) \cos \tau_0 = 0. \quad (6.29)$$

Отсюда

$$\tau_0 = \operatorname{arctg} \left( \frac{2(\pi - \theta_{\Pi}) + \sin 2\theta_{\Pi}}{1 - \cos 2\theta_{\Pi}} \right), \quad (6.30)$$

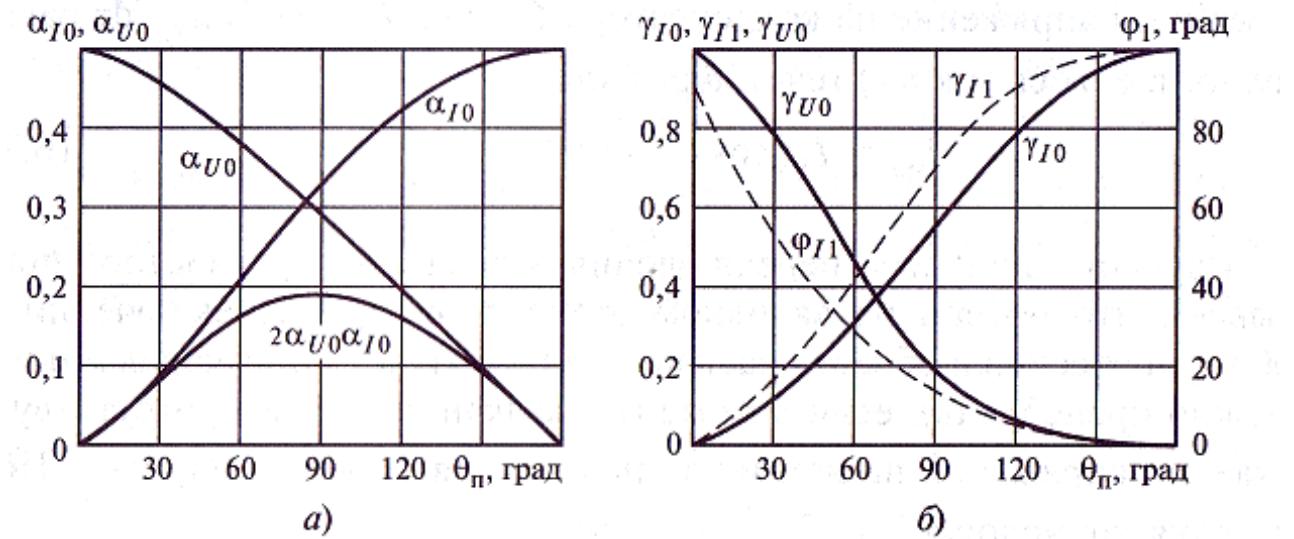
где  $\Theta_{\Pi} = 0,5(\tau_3 - \tau_0)$  — угол прохождения тока через ключ (аналог высокочастотного угла отсечки  $\Theta$ ).

Введя коэффициенты разложения по типу (2.20), (2.22) и (2.24), запишем выражения для амплитуд гармоник тока  $i_{\text{кл}}(\tau)$  и напряжения  $e_{\text{к.э}}(\tau)$ :

$$I_{\text{кл.н}} = I_1 \gamma_{In}(\theta_{\Pi}) = i_{\text{кл.м}} \alpha_{In}(\theta_{\Pi}), \quad (6.31)$$

$$U_{\text{к.н}} = x_C I_1 \gamma_{Un}(\theta_{\Pi}) = e_{\text{к.э.макс}} \alpha_{Un}(\theta_{\Pi}), \quad (6.32)$$

где  $i_{\text{кл.м}}$ ,  $e_{\text{к.э.макс}}$  — максимальные значения тока ключа и напряжения  $e_{\text{к.э.}}$ , определяемые из (6.26) и (6.28).



**Рис. 6.6. Зависимости модулей коэффициентов разложения  $\alpha_{I0}$ ,  $\alpha_{U0}$ ,  $\gamma_{I0}$ ,  $\gamma_{U0}$ ,  $\gamma_{I1}$  и фазы первой гармоники  $\phi_{I1}$  импульсов тока ключа от угла отсечки  $\Theta_p$**

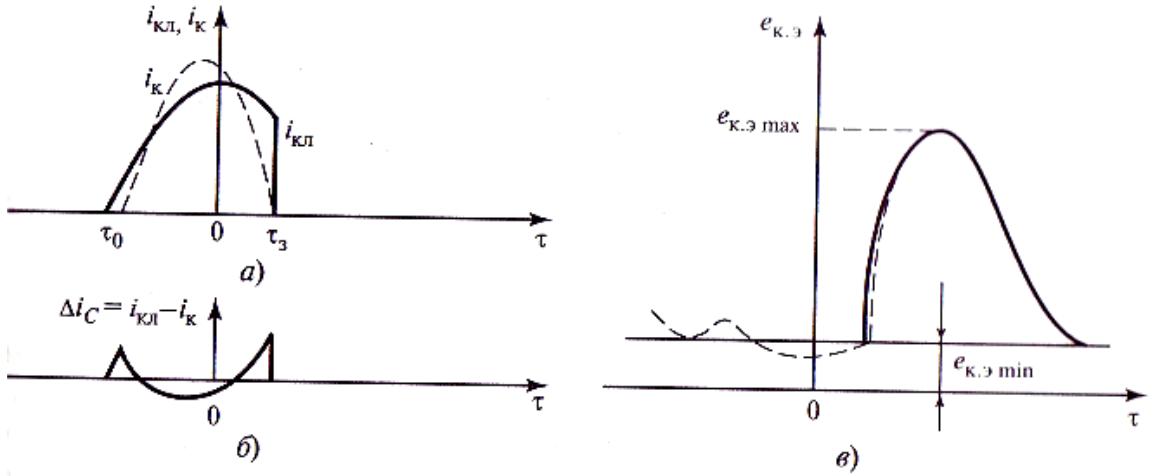
Коэффициенты разложения  $\alpha_{I1}$ ,  $\alpha_{U0}$ ,  $\gamma_{U0}$ ,  $\gamma_{I1} = \gamma_{I1} \exp j \phi_{I1}$  (рис. 6.6) используются далее для расчета коллекторной цепи однотактного КУМ.

## 6.5. Расчет режима транзистора в однотактном КУМ

В однотактном КУМ реализуется основной принцип повышения КПД усилителей: ток в коллекторной цепи протекает в те промежутки времени, когда напряжение на коллекторе  $e_{k,\vartheta}(\tau)$  близко к нулю. При идеальном ключе ( $r_{kl} = 1/S_{kp} = 0$ ) электронный КПД  $\eta_e = 1$ . Требуемую форму напряжения  $e_{k,\vartheta}(\tau)$  можно получить в критическом режиме, если подобрать возбуждение на входе таким образом, чтобы коллекторный ток повторял по форме ток ключа. При  $r_{kl} \neq 0$  и условии  $i_k(\tau) = i_{kl}(\tau)$  формы сигналов на рис. 6.5 не изменятся, только кривую  $e_{k,\vartheta}(\tau)$  следует поднять на значение  $e_{k,\vartheta,min} = i_{k,m} / S_{kp}$  (рис. 6.7, в). В этом случае постоянная составляющая коллекторного напряжения

$$E_p = e_{k,\vartheta,min} + (e_{k,\vartheta,max} - e_{k,\vartheta,min})\alpha_{U0}(\theta_p). \quad (6.33)$$

Идеальную форму коллекторного тока со скачком на спаде (рис. 6.7, а) можно создать лишь при бесконечном всплеске тока базы, который реально недостижим. Замена идеального импульса реальным (штриховая линия на рис. 6.7, а) приводит к появлению дополнительного тока  $\Delta i_c$  через емкость  $C$  (рис. 6.7, б) и незначительнымискажениям формы выходного напряжения (рис. 6.7, в), причем искажения уменьшаются, если транзистор заходит в область



**Рис. 6.7. Временные зависимости токов коллектора  $i_k$  и идеального ключа  $i_{kl}$  (а) тока  $\Delta i_C$  (б) и напряжения на коллекторе  $e_{ke}$  (в)**

насыщения. Поэтому при расчете ключевого генератора на заданную мощность используем коэффициенты разложения (6.31) и (6.32) для идеальных импульсов.

Пусть напряжение на коллекторе ограничено значением  $e_{ke,max} < e_{ke,dop}$ . На основании (6.31)–(6.33) найдем потребляемую мощность

$$P_0 = E_n I_{k0} = (e_{ke,max} - e_{ke,min}) \alpha_{U0} i_{k,m} \alpha_{I0} + I_{k0} e_{ke,min} \quad (6.34)$$

и мощность, рассеиваемую на коллекторе,

$$P_{\text{рас}} = \frac{1}{2\pi} \int_{\tau_0}^{\tau^3} e_{ke} i_{kl}(\tau) d\tau = \frac{1}{2\pi} e_{ke,min} \int_{\tau_0}^{\tau^3} i_{kl}(\tau) d\tau = e_{ke,min} I_{k0}. \quad (6.35)$$

Учитывая, что полезная мощность  $P_1 = P_0 - P_{\text{рас}}$  и в критическом режиме  $e_{ke,min} = i_{k,m,kp} / S_{kp}$ , получаем квадратное уравнение для расчета высоты импульса тока  $i_{k,m,kp}$ :

$$P_1 = i_{k,m,kp} (e_{ke,max} - i_{k,m,kp} / S_{kp}) \alpha_{I0} \alpha_{U0}. \quad (6.36)$$

Решим его, выбрав меньший из двух корней:

$$i_{k,m,kp} = 0,5 S_{kp} e_{ke,max} \left( 1 - \sqrt{1 - \frac{P_1}{8 \alpha_{I0} \alpha_{U0}}} \right), \quad (6.37)$$

где  $P_1 = 32 P_1 / S_{kp}$  — нормированное значение полезной мощности.

Согласно (6.37) значение  $i_{k,m,kp}$  минимально при  $\Theta_{\Pi} = 90^\circ$ , при котором произведение коэффициентов  $\alpha_{I0} \alpha_{U0}$  максимально. Из сравнения зависимостей нормированной высоты импульса тока

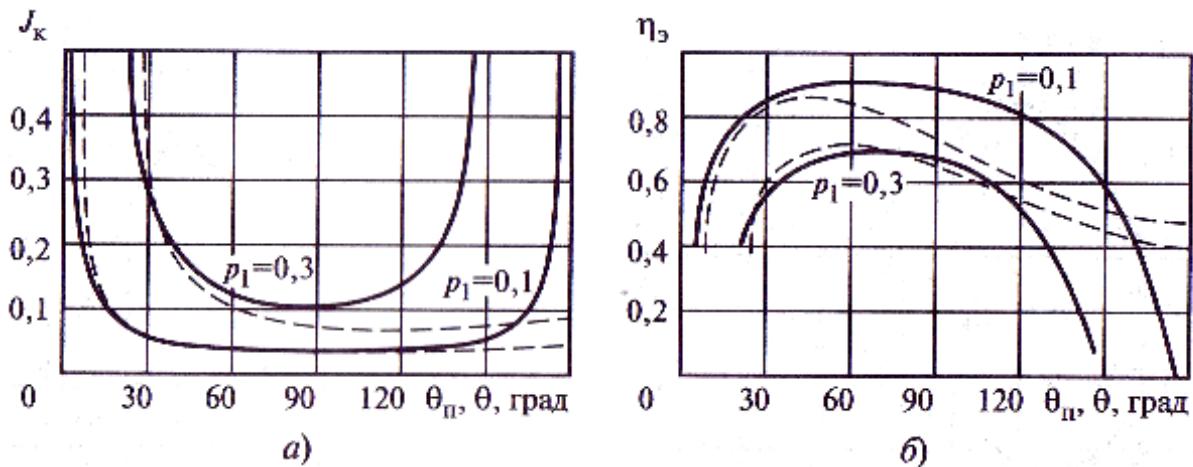


Рис. 6.8. Зависимости нормированной высоты импульса тока  $J_K = i_{\text{к.м.}} / (S_{\text{кр}} e_{\text{к.э. max}})$  (а) и КПД (б) от угла  $\Theta_\pi = \Theta$  в ключевом (сплошные линии) и гармоническом (штриховые линии) режимах при одинаковых значениях пикового напряжения на коллекторе и нормированной мощности  $p_1 = 32P_1 / (S_{\text{кр}} e_{\text{к.э. max}}^2)$

$J_K = i_{\text{к.м.}} / (S_{\text{кр}} e_{\text{к.э. max}})$  от эквивалентного угла отсечки (рис. 6.8, а) следует, что в гармоническом режиме заданная мощность достигается при меньшей высоте импульса тока, чем в ключевом. С ростом  $P_1$  КПД в обоих режимах уменьшается, причем в ключевом режиме  $\eta_\theta$  падает быстрее и при  $p_1 > 0,3$  этот режим уступает по КПД гармоническому (рис. 6.9).

Особенностью ключевого режима является также резкая зависимость пик-фактора  $\Pi = e_{\text{к.э. max}} / E_\pi$  от угла отсечки. Из (6.33) при  $e_{\text{к.э. min}} \rightarrow 0$ ,  $r_{\text{кл}} \rightarrow 0$  находим  $\Pi \rightarrow 1/\alpha_{U0}(\Theta_\pi)$  т. е.  $\Pi = 2,8$  при  $\Theta_\pi = 70^\circ$ ,  $\Pi = 3,6$  при  $\Theta_\pi = 90^\circ$ ,  $\Pi = 4,5$  при  $\Theta_\pi = 105^\circ$ , и пик-фактор стремится к бесконечности при  $\Theta_\pi \rightarrow 180^\circ$ . В гармоническом режиме всегда  $\Pi = 1 + \zeta < 2$ .

Таким образом, ключевой режим дает выигрыш по КПД при  $p_1 < 0,3$ . Для получения приемлемого значения пик-фактора рекоменду-

$\eta_\theta; J_K$

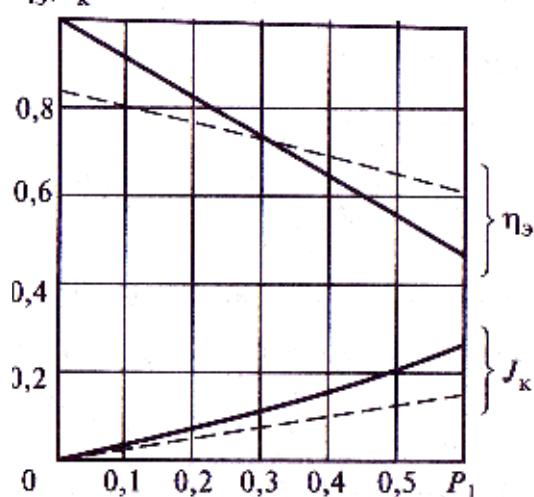


Рис. 6.9. Зависимости нормированной высоты импульса коллекторного тока и КПД от уровня нормированной мощности  $p_1$  в ключевом (сплошные линии) и гармоническом (штриховые линии) режимах при  $\theta = 80^\circ$  и постоянном значении пикового напряжения на коллекторе

ется выбирать  $\Theta_{\Pi} = 70..90^\circ$ , т.е. в том же интервале, что и для гармонического режима.

После выбора  $\Theta_{\Pi}$  ключевой генератор рассчитываем на заданную мощность в следующем порядке. Из (6.37) определяем высоту импульса тока  $i_{k.m.kp}$ , затем  $e_{k.e.min} = i_{k.m..min}/S_{kp}$  далее по (6.3 I), (6.33), (6.35) находим  $i_{k0}$ ,  $E_{\Pi}$ ,  $P_{pac}$ ,  $P_0 = P_1 + P_{pac}$  и  $\eta_3 = P_1/P_0$ .

В заключение сравним значения коэффициента усиления по мощности в ключевом  $K_{P_{kl}}$  и гармоническом  $K_{P_g}$  режимах. При одинаковых мощностях  $P_1$  и углах  $\Theta_{\Pi}$  и  $\Theta$  можно считать, что в обоих режимах входные сопротивления транзистора по первой гармонике примерно равны. Тогда  $K_{P_{kl}}/K_{P_g} \approx |I_{61g}/I_{61m}|^2$ . По этой оценке  $K_{p_{kl}} = (0,3...0,6)K_{P_g}$ , что обусловлено двумя основными причинами. Во-первых, для обеспечения ключевого режима транзистор вводится в неглубокое насыщение, для чего ток возбуждения увеличивается в 1,2...1,8 раза по сравнению с критическим. Во-вторых, та же мощность  $P_1$ , при фиксированном значении  $e_{k.e.max} \leq e_{k.e.dop}$  включении включении получается при большей высоте импульса тока, что также достигается увеличением амплитуды входного тока.

## Контрольные вопросы и задания

1. Каковы преимущества ключевого режима по сравнению с гармоническим режимом?
2. Нарисуйте принципиальную схему двухтактного КУМ с последовательным нагрузочным контуром.
3. Нарисуйте форму импульсов коллекторных токов для этой схемы.
4. Чем эта форма определяется при идеальных ключах?
5. Чем вызвано появление сквозных токов?
6. Каковы причины коммутационных потерь?
7. В чем причина малой чувствительности выходной мощности КУМ к изменениям мощности возбуждения?
8. Чем ограничен частотный потолок двухтактного КУМ?
9. Почему опасно короткое замыкание выхода КУМ с последовательным нагрузочным контуром?
10. Поясните с помощью эквивалентной схемы (рис. 6.4, б) и временных диаграмм (рис. 6.5) принцип действия и эффект повышения КПД в однотактном КУМ с фильтрующим контуром.
11. Сравните усилители мощности, работающие в ключевом и гармоническом режимах, по электронному КПД. Почему при относительно больших значениях полезной мощности ключевой режим уступает по КПД гармоническому?
12. Поясните влияние коллекторной емкости транзистора на максимальную рабочую частоту однотактного КУМ.

## Глава седьмая

# АВТОГЕНЕРАТОРЫ

## 7.1. Общие сведения

Любой передатчик (см. гл. 1) начинается с *возбудителя*, в котором вырабатывается высокочастотное колебание с заданными параметрами. Структура и степень сложности выполняемых возбудителем функций определяются типом передатчика. В частности, возбудитель ВЧД-100, применяемый в коротковолновых передатчиках связи, обеспечивает:

- 1) телеграфную ЧМ-работу в плавном диапазоне частот;
  - 2) двухканальную телеграфную работу по системе двойной частотной телеграфии (ДЧТ) в плавном диапазоне частот;
  - 3) телеграфную АМ-работу в плавном диапазоне частот;
  - 4) телефонную АМ-работу в плавном диапазоне частот;
  - 5) телеграфную АМ-работу на трех фиксированных частотах;
  - 6) телефонную АМ-работу на трех фиксированных частотах.
- Основой любого возбудителя служит *автогенератор* (генератор с самовозбуждением, опорный генератор, задающий генератор), который непосредственно осуществляет функцию генерирования высокочастотных колебаний, используя для этого энергию источников питания. Простейший возбудитель (рис. 7.1) содержит автогенератор (АГ) на нужный диапазон частот, буферный каскад (БК) и усилитель мощности (УМ) или умножитель частоты (УЧ).

Основные технические требования к автогенератору определяют диапазон рабочих частот, стабильность частоты и мощность на выходе. Наиболее важной из этих трех характеристик является *допустимая нестабильность частоты автоколебаний*, поскольку ее невозможно улучшить в последующих ступенях передатчика. Различают *долговременную* (время наблюдения за сигналом  $t_H > 1$  с) и *кратковременную* ( $t_H < 1$  с) нестабильность частоты. Долговременную нестабильность частоты принято характеризовать *относительной нестабильностью частоты*  $y = \Delta f/f$ , где  $f$  — частота генерации;



Рис. 7.1. Структурная схема простого возбудителя

$\Delta f$  — изменение частоты за время наблюдения. В современных передатчиках значение  $\Delta f$  может лежать в интервале  $10^{-6} \dots 10^{-15}$ . Кратковременную нестабильность частоты характеризуют уровнем фазовых или частотных шумов.

Выходная мощность АГ в составе возбудителя обычно лежит в пределах 1...10 мВт. Как правило, это маломощное устройство, практически не влияющее на энергетические показатели передатчика в целом.

## 7.2. Основные уравнения автогенератора

### 7.2.1. Уравнения стационарного режима

Существует много подходов к изложению теории автогенераторов. В данном пособии изложение теории начнем с описания обобщенной структурной схемы АГ (рис. 7.2). Автогенератор представлен на ней кольцевой структурой из усилителя ( $Y$ ) и частотно-избирательного фильтра ( $\Phi$ ), формирующих замкнутое кольцо *положительной обратной связи*. В рассматриваемых в этой главе АГ фильтры реализуются в виде одного или нескольких колебательных контуров и поэтому вместо термина «фильтр» чаще будет использоваться термин «колебательная система» АГ.

Если на выходе колебательной системы (фильтра) существует гармоническое колебание с частотой  $f$  и комплексной амплитудой  $\dot{U}_{\phi,\text{вых}}$  то оно поступает на вход усилителя (т. е.  $\dot{U}_{\text{вх}} = \dot{U}_{\phi,\text{вых}}$ ), усиливается и попадает на вход фильтра.

Комплексная амплитуда выходного колебания  $\dot{U}_k$  усилителя, которое будем считать гармоническим, связана с комплексной амплитудой входного колебания  $\dot{U}_{\text{вх}}$  равенством

$$\dot{U}_k = K_{\text{yc}}(U_{\text{вх}}) \dot{U}_{\text{вх}}, \quad (7.1)$$

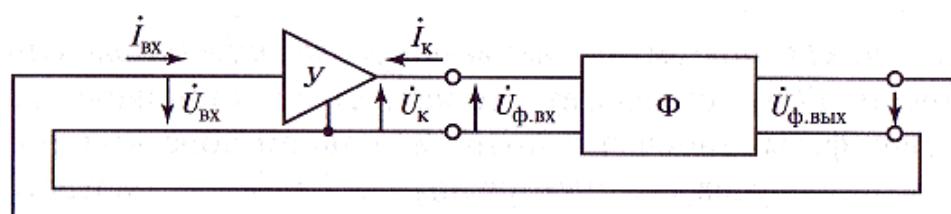


Рис. 7.2. Обобщенная структурная схема автогенератора

где  $K_{yc}(U_{bx})$  — коэффициент усиления нелинейного усилителя, зависящий от амплитуды  $U_{bx}$  входного колебания.

В свою очередь, входное напряжение фильтра  $\dot{U}_{bx} = k \dot{U}_\kappa = U_\kappa$  связано с его выходным напряжением комплексным коэффициентом передачи  $k$ , т.е.

$$\dot{U}_{bx} = k \dot{U}_\kappa \quad (7.2)$$

Этот комплексный коэффициент характеризует передачу колебания с выхода усилителя на его вход и называется *коэффициентом обратной связи*.

Очевидно, что в режиме установившихся колебаний (он также называется стационарным

режимом) справедливо вытекающее из (7.1), (7.2) равенство

$$\dot{U} = k K_{yc,staq}(U_{bx}) \dot{U}_{bx} \quad (7.3)$$

Предполагая, что в стационарном режиме  $U_{bx} \neq 0$ , получаем из (7.3) равенство

$$k K_{yc,staq}(U_{bx}) = 1. \quad (7.4)$$

Оно означает, что в стационарном режиме коэффициент усиления по кольцу обратной связи, записанный в левой части равенства (7.4), равен единице.

$$K_{yc,staq}(U_{bx}) = 1 \quad (7.5)$$

$$\Phi_k + \Phi_{yc,staq} = -2\pi m \quad (m = 0, 1, 2, \dots).$$

Представив  $K_{yc,staq}(U_{bx})$  тригонометрической форме:и  $k$  в тригонометрической форме:

$$K_{yc,staq}(U_{bx}) = K_{yc,staq}(U_{bx}) e^{j\varphi_{yc,staq}}, \quad k = k e^{j\varphi_{yc,staq}}$$

и подставив это выражение в (7.4), получим два уравнения, эквивалентных (7.4):

$$k K_{yc,staq}(U_{bx}) = 1 \quad (7.5)$$

$$\varphi_k + \varphi_{yc,staq} = -2\pi m \quad (m = 0, 1, 2, \dots). \quad (7.6)$$

Уравнение (7.5) определяет амплитуду колебаний  $U_{bx}$ , при которой выполняется условие существования стационарного режима. Из (7.1) видно, что оно определяет также и стационарную амплитуду  $U_K$  на выходе усилителя, поэтому его называют *уравнением баланса амплитуд*.

Уравнение (7.6) показывает, что на частоте установившихся колебаний сдвиг фазы, вносимый полным кольцом обратной связи, должен быть либо нулевым, либо равным

$(-2\pi m)$ , т.е. соответствовать запаздыванию колебания при прохождении по кольцу на целое число периодов. Это уравнение называют *уравнением баланса фаз*.

Эти уравнения являются основой для расчета стационарных режимов автогенераторов.

Предположим далее, что усилитель в схеме рис. 7.2 построен на БТ, включенном по схеме с общим эмиттером. Тогда комплексная амплитуда выходного напряжения усилителя выражается через комплексную амплитуду первой гармоники тока коллектора  $\dot{I}_{\kappa 1}(U_{ex})$  и одное сопротивление колебательной системы  $Z_K$ :

$$\dot{U}_K = Z_K \dot{I}_{\kappa 1}(U_{ex}) \quad (7.7)$$

Зависимость  $\dot{I}_{\kappa 1}(U_{ex})$  называют *колебательной характеристикой* активного элемента (в данном случае транзистора). Ее часто выражают через *среднюю крутизну АЭ по первой гармонике*:

$$S_1(U_{ex}) = \frac{\dot{I}_{\kappa 1}(U_{ex})}{\dot{U}_{ex}} \quad (7.8)$$

Из (7.7) и (7.8) получим равенство

$$\dot{U}_K = Z_K S_1(U_{ex}) \dot{U}_{ex} \quad (7.9)$$

Сравнивая его с (7.1), видим, что в рассматриваемом усилителе

$$K_{yc}(U_{ex}) = Z_K S_1(U_{ex}) \dot{U}_{ex} \quad (7.10)$$

Из (7.10), (7.4) следует, что для данного усилителя комплексное уравнение стационарного режима имеет вид

$$kZ_K S_1(U_{ex}) = 1. \quad (7.11)$$

Ему соответствует следующая запись уравнений баланса амплитуд и фаз:

$$S_1(U_{ex}) Z_K k = 1; \quad (7.12)$$

$$\varphi_S + \varphi_Z + \varphi_k = -2\pi m \quad (m = 0, 1, 2 \dots). \quad (7.13)$$

Здесь  $S_1(U_{ex})$  и  $\varphi_S$  — соответственно модуль и фаза средней крупинки колебательной характеристики;  $Z_K$  и  $\varphi_k$  — модуль и фаза входного сопротивления колебательной системы.

Для решения ряда задач теории АГ колебательную систему удобнее описывать не двумя характеристиками  $Z_K$  и  $K$ , а их произведением

$$Z_y = kZ_K = Z_k = Z_y e^{j\varphi_y}. \quad (7.14)$$

Эта характеристика была введена в 30-х годах прошлого века И.М. Крыловым и Н.Н. Боголюбовым и названа *управляющим сопротивлением* (отсюда индекс «у»).

С использованием этой характеристики уравнения стационарного режима записываются в виде:

$$S_1(U_{bx})Z_y = 1 \quad (7.15)$$

$$\varphi_s + \varphi_y = -2\pi m \quad (m = 0, 1, 2 \dots). \quad (7.16)$$

В общем случае модуль и фаза средней крутизны являются функциями как амплитуды колебаний  $U_{bx}$ , так и их частоты  $f$ . Однако, как правило, при построении АГ используют АЭ, у которых в рабочем диапазоне частот можно считать, что  $S_1$  зависит только от амплитуды  $U_{bx}$ . По умолчанию это предположение было сделано при записи уравнений (7.8)–(7.12) и (7.15), также предполагается, что  $Z_y$  и  $\varphi_y$  зависят только от частоты  $f$ . Дальнейший анализ будет выполняться с использованием этих допущений.

Отметим, что зависимости  $S_1(U_{bx})$  рассчитываются с учетом напряженности режима АЭ и того фактора, что в АГ амплитуды  $U_{bx}$  и  $U_k$  связаны соотношением (7.2).

### 7.2.2. Расчет частоты автоколебаний. Необходимое условие фазовой устойчивости стационарного режима

Расчет АГ обычно начинают с определения частоты автоколебаний. Если принять сделанные выше допущения и ограничиться анализом автогенераторов без значительного запаздывания в кольце обратной связи, т.е. положить в (7.6), (7.13), (7.16)  $m = 0$ , то уравнение баланса фаз (7.16) можно записать в виде

$$\varphi_s + \varphi_y(f) = 0 \quad (7.17)$$

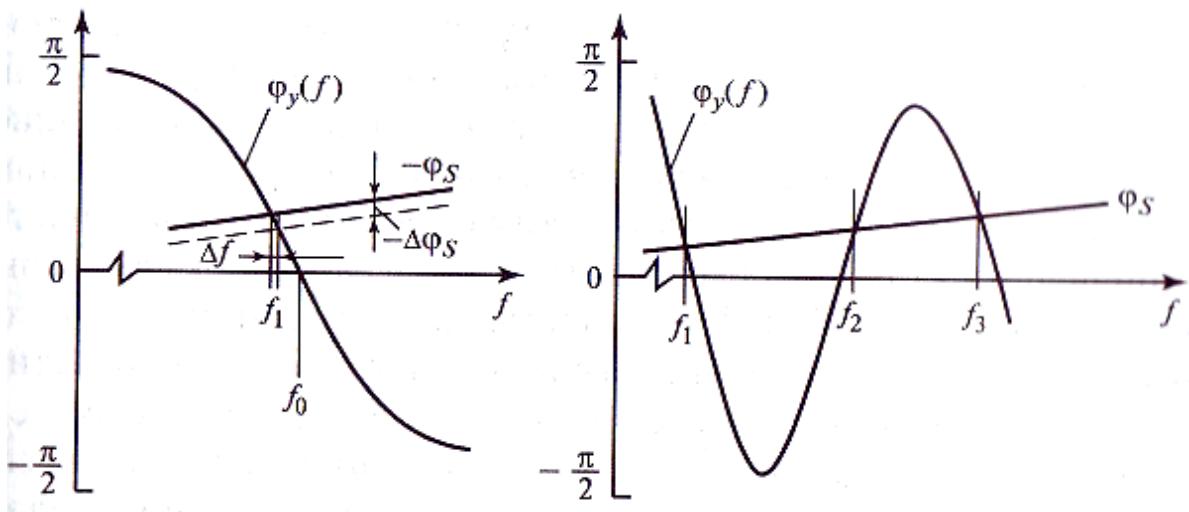
Определение частоты автоколебаний  $f$  сводится к решению уравнения (7.17) относительно  $f$ .

Получим такое решение сначала для одноконтурного АГ, т.е. такого, у которого есть единственная резонансная частота, вблизи которой может выполняться равенство (7.17). У таких АГ фазочастотная характеристика (ФЧХ) управляющего сопротивления в окрестности резонансной частоты  $f_0$  имеет вид

$$\varphi_y(f) = -\arctg \frac{2(f - f_0)Q}{f_0} \quad (7.18)$$

где  $Q$  — добротность колебательного контура.

Предположим также, что АЭ выбран так, что фаза крутизны ( $\varphi_s < 0$ ) по абсолютному значению много меньше единицы и практически не изменяется с изменением частоты в пределах полосы пропускания колебательного контура.



**Рис. 7.3. Графическое решение уравнений балансов фаз для одноконтурного АГ (а) и для двухконтурного АГ с немонотонной ФЧХ (б)**

Тогда уравнение (7.17) приводится к виду:

$$-\arctg \frac{2*(f-f_0)Q}{f_0} = -\varphi_s. \quad (7.19)$$

Его графическое решение показано на рис. 7.3, а. Из рисунка видно, что из-за запаздывания фазы первой гармоники тока коллектора относительно фазы входного напряжения АЭ ( $\varphi_s < 0$ ) частота автоколебаний  $f$  несколько ниже резонансной частоты контура  $f_0$ , причем разность ( $f_0 - f$ ) тем меньше, чем меньше  $|\varphi_s|$  и круче ФЧХ управляющего сопротивления, т. е. чем выше добротность контура.

В этом случае решение уравнения (7.19) находится в явной форме и имеет вид

$$f - f_0 = -\frac{f_0}{2Q} \operatorname{tg} |\varphi_s|. \quad (7.20)$$

Для того чтобы колебание с такой частотой существовало в течение длительного времени (стационарный режим), оно должно быть устойчиво по отношению к малым возмущениям, вызывающим отклонения от уравнений баланса фаз и баланса амплитуд. В реальных схемах такие возмущения существуют. Одним из факторов, приводящих к ним, является действие шумов АЭ.

*Будем называть колебание в АГ устойчивым, если после сколь угодно малых отклонений сдвига фазы по кольцу обратной связи и амплитуды колебаний от их стационарных значений условия баланса ТАЗ и баланса амплитуд восстанавливаются и стационарный режим сохраняется.*

Строгий анализ процессов в АГ, происходящих под действием возмущений, выполняется с использованием дифференциальных уравнений АГ. Изложение такого подхода выходит за рамки данного учебного пособия. С ним можно ознакомиться, например, по книгам [5, 18]. Однако ряд важных для практики признаков устойчивости и неустойчивости стационарных режимов излагается на качественном уровне в данном пособии. Для удобства часто рассматривают отдельно условия фазовой устойчивости и амплитудной устойчивости.

*Условие фазовой устойчивости* считается выполненным, если после малых возмущений сдвига фаз по кольцу баланс фаз восстанавливается. В частности, если в результате возмущения к сдвигу фаз в уравнении (7.17) добавится приращение  $A\phi_5$ , то для сохранения баланса фаз частота колебаний / должна измениться на  $A$ / так, что новое уравнение примет вид

$$\varphi_s(f - \Delta f) + \Delta\varphi_s + \varphi_y(f + \Delta f) = 0.$$

Линеаризуя функции  $\varphi_s(f + \Delta f)$  и  $\varphi_y(f + \Delta f)$  по малым приращениям частоты, получаем равенство

$$\Delta\varphi_s = \frac{\partial(\varphi_y + \varphi_s)}{\partial f} \Delta f \quad (7.21)$$

связывающее изменение частоты автоколебаний с вызвавшим их изменением сдвига фаз.

Если считать, что  $\varphi_s$  практически не зависит от частоты  $f$ , то для одноконтурного АГ в соответствии с (7.18)

$$\frac{\partial(\varphi_y + \varphi_s)}{\partial f} \approx \frac{\partial\varphi_y}{\partial\varphi} < 0 \quad (7.22)$$

Колебание в одноконтурном генераторе с частотой, определяемой из условия (7.17), при выполнении условий амплитудной устойчивости, как будет показано далее, является устойчивым. Поскольку условие (7.22) для заведомо устойчивого генератора выполняется, оно может рассматриваться как необходимое условие фазовой устойчивости. Исследования показали, что условие (7.22) является *необходимым условием устойчивости* стационарного режима любого АГ. Если оно выполнено, то нужно проверить другие условия. Если нет — стационарный режим заведомо не может быть устойчивым.

На рис. 7 3, б показан пример ФЧХ одного из видов двухконтурных АГ. Уравнение баланса фаз (7.17) при такой ФЧХ выполняется на трех частотах:  $f_1, f_2$  и  $f_3$ . На частотах  $f_1$  и  $f_3$  условие (7.22) выполнено, и на них возможны устойчивые колебания. Для них имеет смысл проверить другие условия устойчивости. На частоте  $f_2$  усло-

вие (7.22) не выполнено, и устойчивых колебаний на этой частоте быть не может.

Отметим, что, как видно из (7.21), для АГ, удовлетворяющего условию (7.22), знак приращения частоты  $\Delta f$  всегда совпадает со знаком звавшего его приращения сдвига фаз по кольцу обратной связи.

### 7.2.3. Расчет амплитуды автоколебаний. Условия амплитудной устойчивости

Формальный расчет стационарной амплитуды колебаний на входе АЭ  $U_{ex}$  выполняется путем решения уравнения (7.15). Поскольку при известной частоте колебаний  $f$  известно  $Z_y(f)$ , то, переписав (7.15) в виде

$$S_1(U_{ex}) = \frac{1}{Z_y(f)} \quad (7.23)$$

при известной зависимости  $S_1(U_{Bx})$  можно найти стационарное значение  $U_{Bx}$  графически или численно.

Другая форма записи уравнения баланса амплитуд получается из енства (7.7). Умножая его правую и левую части на  $k$ , учитывая венство (7.14) и переходя от комплексного уравнения к уравнению я модулей, получаем следующее уравнение:

$$I_{k1}(U_{ex}) = \frac{U_{ex}}{Z_y(f)} \quad (7.24)$$

В левой части этого уравнения записана колебательная характеристика АЭ. Линейная функция  $U_{Bx}$ , стоящая в правой части (7.24), задает в плоскости  $(U_{Bx}, I_{k1})$  прямую линию, называемую прямой ратной связи. Разделив обе части равенства (7.24) на  $U_{Bx}$ , можно получить уравнение (7.23). Ненулевые решения обоих уравнений совпадают. Однако в отличие от (7.23) уравнение (7.24) всегда имеет нулевое решение, соответствующее режиму отсутствия колебаний. Его учет и анализ имеют принципиальное значение для понимания процессов в АГ.

Отметим, что в случае, описываемом уравнениями (7.23), (7.24), вид зависимостей  $I_{k1}(U_{Bx})$  и  $S_1(U_{Bx})$  определяется только формой проходной статической характеристики АЭ и выбором напряжения смещения, задающего точку на этой характеристике, в которой происходит самовозбуждение колебаний. На рис. 7.4, *a*, *b* показаны два Примера выбора рабочей точки на проходных характеристиках АЭ. В варианте, которому соответствует рис. 7.4, *a*, напряжение смещения выбрано в точке перегиба статической характеристики, в которой

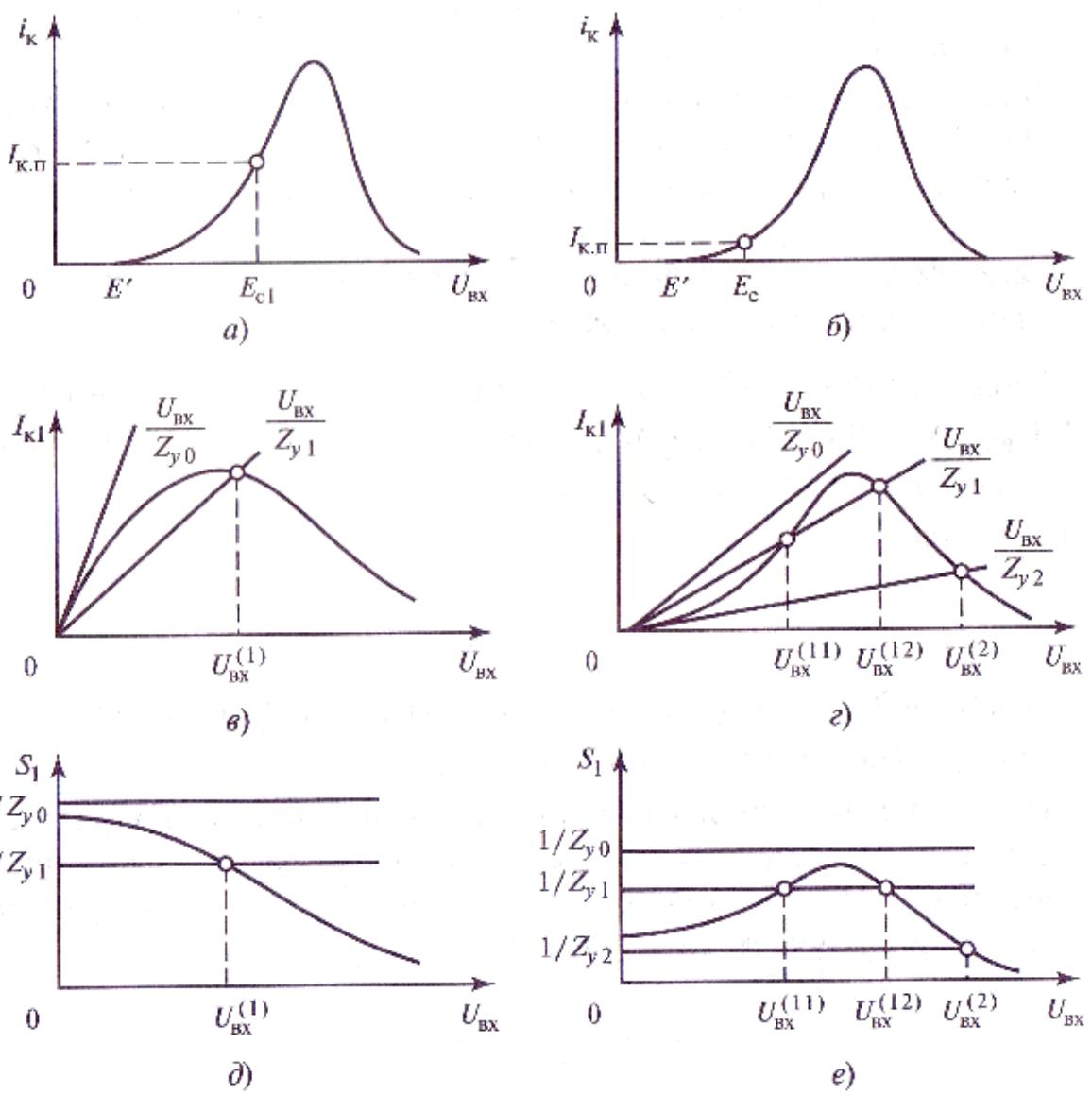


Рис. 7.4. К выбору рабочих точек на проходных статических характеристиках АЭ, соответствующих режимам мягкого и жесткого самовозбуждения колебаний (а, б), колебательные характеристики (в, г) и зависимости их средней крутизны от амплитуды входного колебания АЭ (д, е) для АГ с мягким (а, в, д) и жестким (б, г, е) режимами самовозбуждения колебаний

локальная крутизна ее максимальна. Рис. 7.4, б иллюстрирует вариант, когда рабочая точка расположена левее точки перегиба. В этой рабочей точке локальная крутизна заметно меньше ее максимального значения.

Колебательные характеристики, соответствующие этим двум вариантам, приведены на рис. 7.4, в, г, а на рис. 7.4, д, е показаны зависимости средней крутизны от амплитуды  $U_{BX}$ . Средняя крутизна колебательной характеристики в варианте, соответствующем рис. 7.4, а, в, д, максимальна при  $U_{BX} = 0$ . С ростом  $U_{BX}$  она монотонно убывает. В случае, соответствующем рис. 7.4, б, г, е форма колебательной характеристики иная. Ее средняя крутизна  $S_1(U_{BX})$  в области значений  $U_{BX}$ , прилегающей к началу координат, монотонно

растет с увеличением  $U_{BX}$ , а затем после прохождения максимума убывает.

Рассмотрим, как влияют эти особенности колебательных характеристик на свойства АГ. Начнем с анализа стационарных режимов.

В АГ с колебательной характеристикой, показанной на рис. 7.1, в, существует либо одно решение уравнения стационарного режима (7.24), соответствующее отсутствию колебаний  $U_{BX} = 0$ , либо ДВА, одно из которых нулевое, а второе  $U_{BX}^{(0)}$  отлично от нуля. единственное нулевое решение существует, если

$$\left. \frac{dI_{\kappa 1}}{dU_{ex}} \right|_{U_{ex}=0} < \frac{1}{Z_y} \quad (7.25)$$

Режим отсутствия колебаний в АГ будем далее называть режимом покоя. На характеристиках рис. 7.4, а, б этому режиму соответствуют коллекторные токи покоя  $I_{\kappa,п}$ , значения которых определяются значениями напряжения смещения. Неравенство (7.25) является условием отсутствия колебаний в рассматриваемом АГ. Поскольку при нулевой амплитуде  $\frac{dI_{\kappa 1}}{dU_{ex}} = S_1(0) = S_0$ , где

$S_0$  — малосигнальная крутизна проходной характеристики в точке покоя, условие (7.25) можно переписать в виде

$$S_0 < \frac{1}{Z_y} \quad (7.26)$$

если выполнено противоположное неравенство

$$S_0 > \frac{1}{Z_y} \quad (7.26)$$

уравнение стационарного режима имеет два решения:  $U_{BX}^{(0)} = 0$  и  $U_{BX}^{(1)} \neq 0$  (рис 7.4, в). Возникает вопрос о том, какой из этих режимов может длительно существовать, т. е. для какого решения выполняется условие амплитудной устойчивости. Чтобы ответить на этот вопрос, Следуя учебнику [2], рассмотрим энергетические соотношения в цепи коллектора АЭ в точках, в которых выполняются и в которых не выполняются условия стационарного режима.

Умножая (7.24) на 0,5  $\cos\varphi_Z$  и учитывая равенства (7.2), (7.14), приводим уравнение стационарного режима АГ к виду

$$\frac{1}{2}U_\kappa I_{\kappa 1}(U_{\kappa x})\cos\varphi_Z = \frac{1}{2}Z_\kappa^{-1}U_\kappa^2\cos\varphi_Z \quad (7.28)$$

В левой части этого равенства записано выражение для мощности, отдаваемой источником тока АЭ в колебательную систему. В правой части — выражение для мощности, рассеиваемой в колебательной системе.

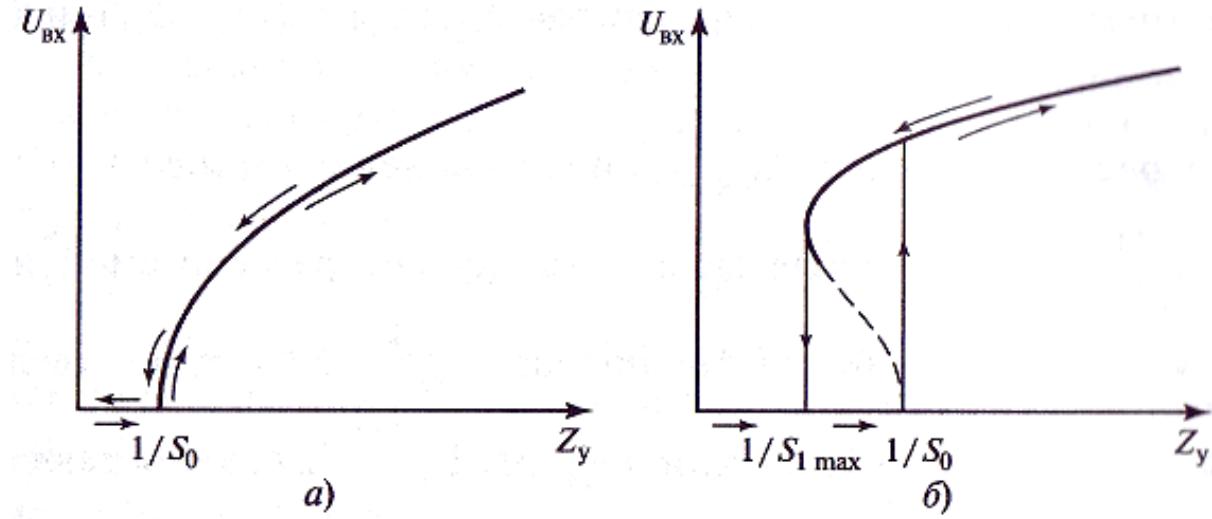
В точках, соответствующих стационарному режиму, эти мощности равны. Если выбрано такое  $Z_y = Z_{y0}$  (см. рис. 7.4, в), что при всех значениях  $U_{Bx}$  выполняется неравенство  $I_{\kappa 1}(U_{Bx}) < (U_{Bx}/Z_{y0})$ , то отдаваемая в колебательную систему мощность при любой амплитуде начальных колебаний в КС будет меньше рассеиваемой. Колебания будут затухать, и единственный стационарный режим (режим покоя) будет устойчив.

Если в АГ выбрано такое  $Z_y = Z_{yl}$  (рис. 7.1, в), при котором в области  $0 < U_{Bx} < U_{Bx}^{(1)}$  выполнено неравенство  $I_{\kappa 1}(U_{Bx}) > (U_{Bx}/Z_{yl})$ , то при малом отклонении амплитуды  $U_{Bx}$  от нулевого значения мощность, отдаваемая АЭ в КС, превышает рассеиваемую и амплитуда колебаний будет нарастать. Нарастание будет происходить до значения

$U_{Bx} = U_{Bx}^{(1)}$ , при котором выполняется условие равенства поступающей в КС и рассеиваемой в ней мощностей. Очевидно, что при отклонении  $U_{Bx}$  от  $U_{Bx}^{(1)}$  в любую сторону (см. рис. 7.4, в) соотношение поступающей и рассеиваемой мощностей изменяется так, что стационарное значение амплитуды  $U_{Bx}$  восстанавливается. Следовательно, рассматриваемый стационарный режим амплитудно устойчив.

Таким образом, при выполнении неравенства (7.27) точка покоя  $U_{Bx} = 0$  неустойчива. Сколько угодно малое отклонение от нее, вызванное, например, шумами АЭ, приводит к самовозбуждению и росту колебаний до стационарного ненулевого значения, поэтому неравенство (7.27) называют *условием самовозбуждения колебаний в АГ*.

Обратим внимание на *характер самовозбуждения* автоколебаний в АГ с колебательной характеристикой (см. рис. 7.4, в), средняя крутизна которой монотонно убывает с увеличением  $U_{Bx}$  (см. рис. 7.4, д). Из рис. 7.4, в, д видно, что возникновение колебаний и установка необходимой амплитуды могут быть обеспечены плавным увеличением управляющего сопротивления. На рис. 7.5, а показана зависи-



**Рис. 7.5. Зависимости амплитуды колебаний на входе АЭ от управляющего противления в автогенераторах с мягким (а) и жестким (б) режимами самовозбуждения**

ость амплитуды стационарных колебаний  $U_{BX}$  от  $Z_y$ , построенная с использованием рис. 7.4, д. Из рис. 7.5, а видно, что при переходе аници самовозбуждения автоколебания возникают без скачков хотя касательная к зависимости  $U_{BX}(Z_y)$  в точке  $Z_y = 1/S_Q$  вертикальна) и монотонно нарастают с увеличением  $Z_y$ . Такой характер овобуждения называется мягким. При мягком самовозбуждении амплитуда колебания может плавно регулироваться изменением любого параметра, влияющего на  $Z_y$ . В частности, при уменьшении колебания плавно уменьшаются и прекращаются при том же значении  $Z_y$ , при котором они возникли.

Перейдем к анализу стационарных режимов в АГ с колебательной характеристикой, показанной на рис. 7.4, г. Для нее характерно немонотонное изменение средней крутизны с ростом  $U_{BX}$  (см. рис. 7.4, е). В этом случае, как видно из рис. 7.4, г, е, возможны три сочетания стационарных режимов.

Если  $S_{I\max} < (1/Z_y)$  (вариант  $Z_y = Z_{y0}$  на рис. 7.4, г), то существует единственное решение уравнения (7.24), соответствующее режиму Покоя  $U_{BX} = 0$ . При любом отклонении от точки покоя выполняется неравенство  $I_{KI}(U_{BX}) < (U_{BX}/Z_{y0})$ , т. е. доставляемая в КС мощность меньше рассеиваемой, и колебания затухают. Точка покоя устойчива.

Если  $S_0 < (1/Z_y) < S_{1\max}$  (см. рис. 7.4, г), то прямая обратной связи пересекает колебательную характеристику в трех точках. Существует три возможных стационарных режима, в которых  $U_{BX}$  имеет значения Нулевое,  $U_{BX}^{(1)}$  и  $U_{BX}^{(2)}$ . В окрестности точки покоя  $0 < U_{BX} < U_{BX}^{(1)}$

по-прежнему выполняется неравенство  $I_{KL}(U_{BX}) < (U_{BX}/Z_{y1})$ , и точка покоя локально устойчива.

В окрестности точки  $U_{BX}^{(11)}$  при отклонении от нее в область

$U_{ex} < U_{ex}^{(11)}$  доставляемая мощность меньше рассеиваемой и  $U_{ex}$  будет убывать, так что отклонение от  $U_{bx}^{(11)}$  вниз будет увеличиваться.

При малом отклонении  $U_{BX}$  от  $U_{bx}^{(11)}$  вверх доставляемая мощность будет превышать рассеиваемую и амплитуда будет продолжать расти, уходя от точки  $U_{bx}^{(11)}$ .

Таким образом, точка стационарного режима  $U_{bx}^{(11)}$  локально неустойчива.

Аналогичными рассуждениями можно доказать, что в точке  $U_{BX}^{(12)}$  условие локальной амплитудной устойчивости выполнено и малые отклонения от нее будут убывать, приводя к восстановлению стационарного режима.

Однако для больших начальных отклонений амплитуды как и от точки покоя, так и от точки  $U_{ex} = U_{ex}^{(12)}$  условие устойчивости может быть нарушено. В самом деле, при отклонении от точки покоя на  $U_{BX} > U_{BX}^{(12)}$  соответствующая точка на рис. 7.4, г попадет в область «притяжения» точки  $U_{ex}$  и после снятия внешнего воздействия установится режим, в котором  $U_{BX} = U_{ex}^{(12)}$ .

Если же АГ сначала работал в режиме  $U_{ex} = U_{ex}^{(12)x}$ , а внешнее воздействие привело к уменьшению амплитуды до значения  $U_{BX} < U_{BX}^{(11)}$  т. е. отклонение вниз превышает разность  $U_{bx}^{(11)} - U_{bx}^{(12)}$  соответствующая точка на рис. 7.4, г попадает в область притяжения точки покоя и колебания «ссыпаются».

Такие явления будут отсутствовать, если значение  $Z_y$  настолько велико, что  $S_0 > (1/Z_{y2})$ , т. е. условие самовозбуждения (7.27) выполняется уже в точке покоя. В этом случае единственный стационарный режим с ненулевой амплитудой  $U_{bx}^{(2)}$  устойчив как для малых, так и для больших отклонений амплитуды, а точка покоя локально неустойчива.

Характер самовозбуждения автоколебаний в АГ, имеющем колебательную характеристику (см. рис. 7.4, *г*) с немонотонно изменяющейся средней крутизной (см. рис. 7.4, *е*), существенно отличается от рассмотренного ранее мягкого самовозбуждения. При увеличении  $Z_y$  автоколебания будут отсутствовать, пока точка покоя остается локально устойчивой, т. е. пока  $Z_y < 1/S_0$ .

Как только это неравенство нарушается, происходит рост амплитуды до значения, соответствующего единственному устойчивому режиму автоколебаний. В плоскости  $(Z_y, U_{bx})$  факт самовозбуждения отображается скачком амплитуды при  $Z_y = 1/S_0$  (рис. 7.5, *б*). Дальнейшее увеличение  $Z_y$  приводит к плавному нарастанию амплитуды. Такой характер самовозбуждения при плавном изменении параметра называют *жестким*.

Если после возникновения автоколебаний начать плавно уменьшать  $Z_y$ , то, поскольку возникшее колебание локально устойчиво, его амплитуда будет плавно уменьшаться до тех пор, пока  $Z_y$  не станет больше  $1/S_{\max}$ . После достижения равенства  $Z_y = 1/S_{\max}$  дальнейшее сколь угодно малое уменьшение  $Z_y$  приводит к исчезновению стационарных режимов с ненулевой амплитудой и автоколебания срываются (см. рис. 7.5, *б*). В плоскости  $(Z_y, U_{bx})$  срыв автоколебаний отображается скачкообразным изменением зависимости  $U_{bx}(Z_y)$ .

Как видно из рис. 7.5, *б*, в АГ с жестким самовозбуждением зависимость  $U_{bx}(Z_y)$  имеет гистерезисный характер. В области значений лежащей между точками самовозбуждения и срыва автоколебаний их существование зависит от начальных условий. Если у АГ, работающего в этой области, выключить напряжение питания, а затем снова включить, то автоколебания не самовозбудятся и исходный режим можно восстановить только достаточно сильным внешним воздействием. На практике такие свойства АГ неприемлемы и реальные схемы строятся так, чтобы был обеспечен мягкий режим самовозбуждения.

Обобщая результаты анализа стационарных режимов и их амплитудной устойчивости, заметим, что во всех устойчивых точках стационарного режима выполняется неравенство

$$\frac{dI_{\kappa 1}}{dU_{bx}} < \frac{1}{Z_y} \quad (7.29)$$

Только при этом условии при отклонении от стационарной амплитуды в любую сторону соотношение поступающей и рассеиваемой мощностей изменяется так, что отклонения убывают и стационар-

ный режим восстанавливается. Если учесть условие стационарного режима, записанное в виде (7.23), то вместо (7.29) можно записать неравенство

$$\frac{dI_{\kappa 1}}{dU_{ex}} < S_1(U_{ex}), \quad (7.30)$$

показывающее, что в устойчивой точке локальная крутизна колебательной характеристики должна быть меньше средней.

Наконец, если сделать в (7.30) замену  $Z_y = 1/S_{1\max}$  и выполнить дифференцирование, то из (7.30) получится еще одна форма записи условия устойчивости

$$\frac{dS_1(U_{ex})}{dU_{ex}} < 0 \quad (7.31)$$

Из рис. 7.4, *d, e* видно, что во всех устойчивых точках это неравенство действительно справедливо.

Следовательно, соотношения для определения амплитуды колебаний в стационарном режиме и проверки условий амплитудной устойчивости для АГ с известной колебательной характеристикой получены.

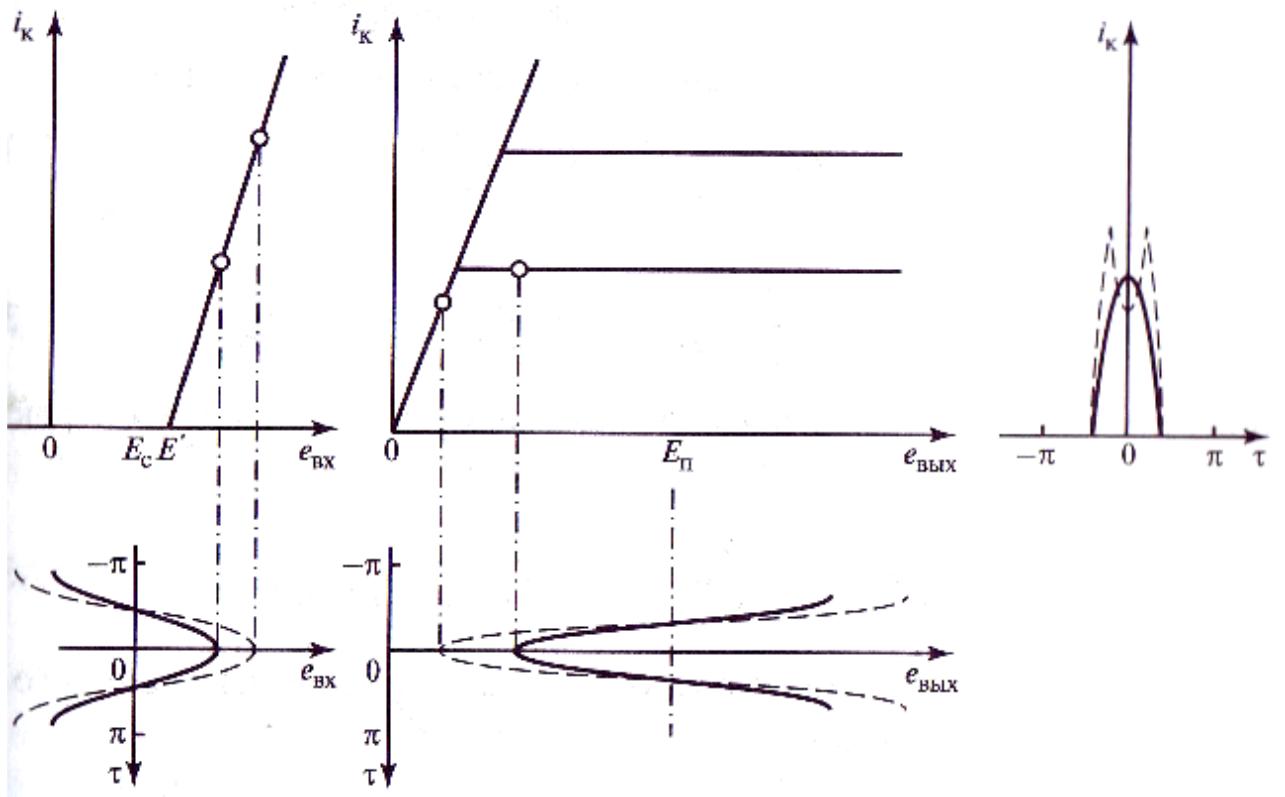
### **7.3. Расчет и обеспечение устойчивости стационарных колебаний в автогенераторе при кусочно-линейных вольт-амперных характеристиках активного элемента**

#### **7.3.1. Колебательные характеристики активного элемента с кусочно-линейными вольт-амперными характеристиками в автогенераторе**

Вольт-амперные характеристики (ВАХ) наиболее широко используемых в АГ активных элементов (биполярных и полевых транзисторов, электронных ламп) отличаются от идеализированных характеристик, показанных на рис. 7.4, *a, b*. Отличается и механизм формирования выходного тока АЭ под влиянием колебательных напряжений в АГ.

На рис. 7.6 показаны кусочно-линейные аппроксимации проходной и выходных характеристик БТ, описанные ранее (см. § 2.1) и использованные при расчете режимов усилителей мощности.

Для определения стационарной амплитуды автоколебаний построим по этим ВАХ колебательные характеристики  $I_{K1}(U_{ex})$ . Особенность построения колебательных характеристик АЭ, работаю-



**Рис. 7.6. Формирование импульсов тока коллектора в АЭ автогенератора при кусочно-линейной аппроксимации статических вольт-амперных характеристик АЭ**

щего в АГ, состоит в том, что в соответствии с (7.2) амплитуды входного и выходного напряжений связаны соотношением

$$U_K = U_{BX}/k, \quad (7.32)$$

где  $k$  — коэффициент обратной связи, определяемый в основном параметрами колебательной системы, поэтому зависимость выходного тока от нормированного времени  $\tau = \omega t$  имеет вид:

$$i_K(e_{BX}, e_{VYKH}) = i_K \left[ E_c + U_{BX} \cos \tau, E_n - \frac{1}{k} U_{BX} \cos \tau \right], \quad (7.33)$$

(Здесь коэффициент обратной связи для упрощения считается вещественным, а фаза крутизны АЭ равной нулю.)

На рис. 7.6 показано формирование импульсов коллекторного тока при одновременном воздействии на него входного и выходного колебательных напряжений. Сплошными линиями даны входное и одное напряжения и импульс тока при работе АЭ в недонапряженном режиме. Временные диаграммы на рис. 7.6 построены при  $k=0,5$ . Штриховыми линиями показаны напряжения и импульс тока и одновременном увеличении амплитуд входного и выходного напряжений примерно на 30 %. В этом случае АЭ переходит в переряженный режим.

Для расчета зависимостей  $i_k(\tau)$  при одновременном изменении  $e_{bx}(\tau)$  и  $e_{вых}(\tau)$  при заданном значении  $k$  введем обозначение

$$e_{bx}(\tau) = E_c + U_{bx} \cos \tau \quad (7.34)$$

и, сделав замену

$$e_{вых}(\tau) = E_n - \frac{1}{k} U_{bx} \cos \tau = E_n + \frac{E_c}{k} - \frac{1}{k} e_{bx}(\tau) \quad (7.35)$$

получим из (7.33) выражение для эквивалентной проходной характеристики АЭ при заданном  $K$ :

$$i_{k,3}(e_{bx}) = i_k(e_{bx}, E_n + \frac{1}{k} E_c \frac{1}{k} e_{bx}) \quad (7.36)$$

По этой формуле с использованием (2.1), (2.2) и вытекающего из (2.3) и (7.35) выражения

$$e_{bx,kp} = \frac{E_n + \frac{1}{k} E_c + \frac{S}{S_{kp}} E'}{1/k + S/S_{kp}} \quad (7.37)$$

получим выражение

$$i_{k,3}(e_{bx}) = \begin{cases} 0 & e_{bx} \leq E' \\ S(e_{bx} - E') & E' < e_{bx} < e_{bx,kp} \\ S(e_{bx,kp} - E') - \frac{1}{k} S_{kp} (e_{bx} - e_{bx,kp}) & e_{bx} > e_{bx,kp} \end{cases} \quad (7.38)$$

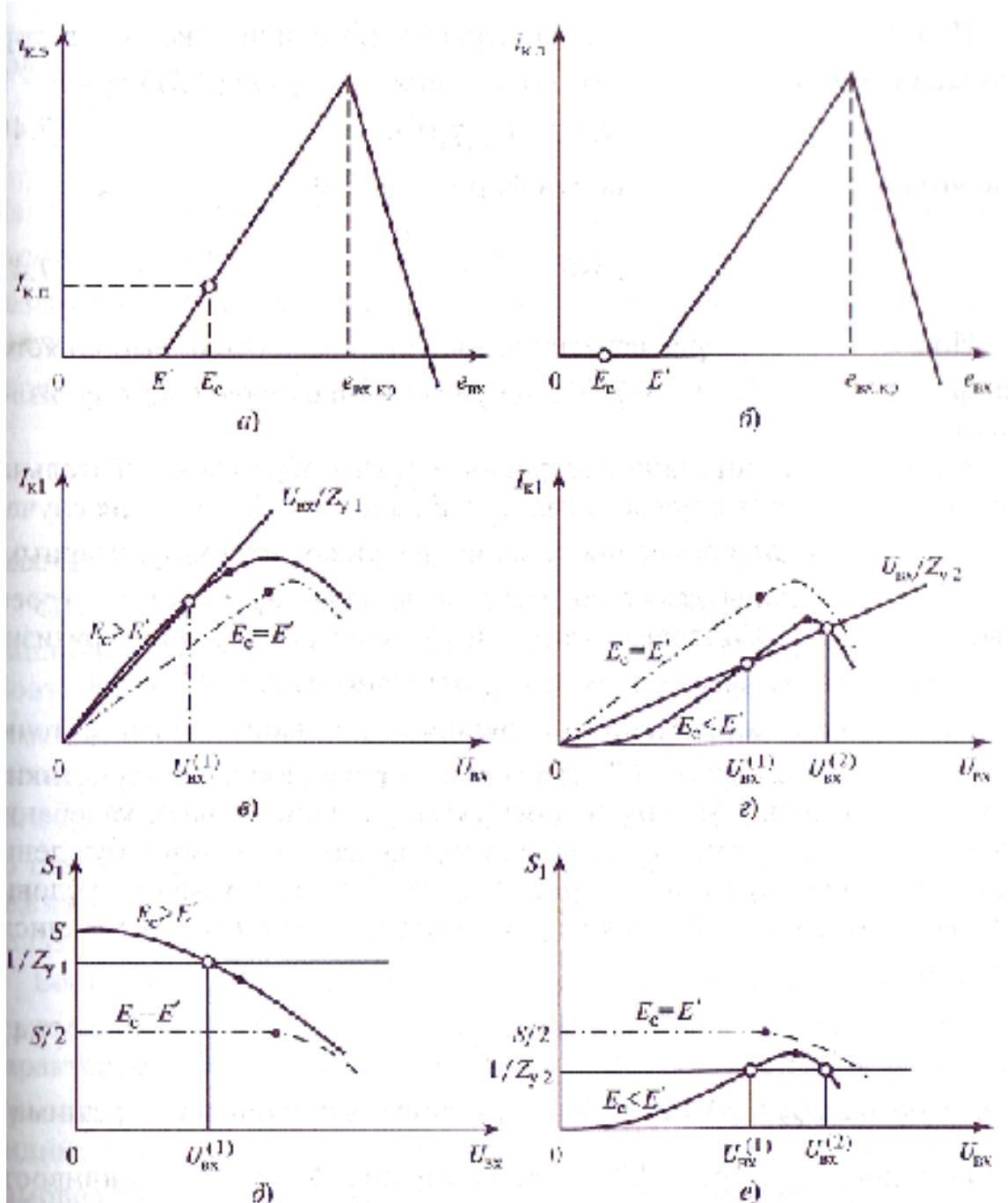
Зависимости  $i_{k,3}(e_{bx})$ , являющиеся аналогами проходных характеристик АЭ, показанных на рис. 7.4, а, б, приведены на рис. 7.7, а, б.

Пользуясь (7.38), (7.34), нетрудно построить колебательные характеристики АЭ  $I_{Kl}(U_{bx})$  при фиксированных значениях напряжения смещения  $E_c$  и коэффициента обратной связи  $k$ .

При расчете амплитуды первой гармоники тока (7.33) нужно сначала найти значение  $U_{bx}$ , до которого АЭ работает в недонапряженном режиме. Из условия достижения граничного (критического) режима (2.15) с учетом того, что

$$e_{bx,\max kp} = E_c + U_{bx,kp}$$

$$e_{bx,\min kp} = E_n - \frac{1}{k} U_{bx,kp}$$



**Рис. 7.7. Колебательные характеристики и зависимости их средней крутизны от амплитуды колебаний, построенные для АЭ с кусочно-линейной аппроксимацией! статических характеристик при заданном коэффициенте обратной связи и нескольких фиксированных значениях напряжения смешения на входе АЭ**

Получим

$$U_{ex,kp} = \frac{E_n - (S - S_{kp})(E_c - E'_c)}{1/k + S/S_{kp}} \quad (7.38)$$

При  $U_{BX} < U_{BX,KP}$  амплитуда первой гармоники тока коллектора связана с амплитудой входного колебания формулой (2.21) при  $n = 1$ :

$$I_{\kappa 1} = S U_{ex} \gamma_1 \Theta \quad (7.40)$$

где угол отсечки  $\Theta$  определяется формулой (2.9)

$$\cos \Theta = - \frac{E_c - E''}{U_{ex}} \quad (7.41)$$

При  $U_{BX} > U_{BX,KP}$  расчет зависимости  $I_{K1}(U_{BX})$  также выполняется по формулам (7.38), (7.37). Метод расчета аналогичен методу, изложенному в § 2.4.

На рис. 7.7, в показана построенная таким образом колебательная характеристика для случая, когда  $E_c > E'$ , а на рис. 7.7, г — для случая, когда  $E_c < E'$ . (Для сравнения на обоих рисунках штрих-пунктирными линиями приведены также колебательные характеристики, построенные при  $E_c = E'$ .) Соответствующие им зависимости средней крутизны колебательных характеристик от  $U_{BX}$  показаны на рис. 7.7, д и е.

При выборе напряжения смещения  $E_c$ , лежащего правее точки открытия АЭ  $E'$  (рис. 7.7, а) крутизна проходной характеристики в точке покоя равна  $S$ . Это обеспечивает усиление малых колебаний активным элементом, что необходимо для мягкого самовозбуждения автоколебаний (сравните с рис. 7.4, а). При выполнении условия самовозбуждения (7.27), в котором  $S_0$  следует заменить на  $S$ , записав его в виде

$$S > \frac{1}{Z_y} \quad (7.42)$$

точка покоя  $U_{BX} = 0$  неустойчива, а точка стационарного режима с амплитудой  $U_{BX}$  (рис. 7.7, в, д) устойчива. Условие устойчивости (7.30), (7.31) в этой точке выполнено.

При работе АЭ в недонапряженном режиме средняя крутизна колебательной характеристики в соответствии с (7.8), (7.40) записывается в виде

$$S_I(U_{BX}) = S \gamma_I(Q) \quad (7.43)$$

и уравнение для расчета стационарной амплитуды колебаний  $U_{BX}^{(I)}$ , вытекающее из (7.23), (7.43), имеет вид

$$S \gamma_1(\Theta_{cm}) = \frac{1}{Z_y(f)} \quad (7.44)$$

где  $\Theta_{ct}$  — угол отсечки в стационарном режиме.

Из этого уравнения находится коэффициент разложения импульсов тока

$$\gamma_1(\Theta_{cm}) = \frac{1}{SZ_y} \quad (7.45)$$

Из (7.45) следует, что величина  $\gamma_1(\Theta_{ct})$ , а следовательно, и угол отсечки  $\Theta_{ct}$  полностью определяются произведением  $SZ_y$ , которое называют *запасом по самовозбуждению* или фактором регенерации. Угол отсечки  $\theta_{ct}$  находится по таблицам из прилож. 1 или численно, а затем по вытекающей из (7.41) формуле

$$U_{ex}^{(1)} = -\frac{E_c - E'}{\cos \Theta_{cm}} \quad (7.46)$$

рассчитывается амплитуда стационарных колебаний.

Однако при постоянном напряжении смещения  $E_c > E'$  изменение амплитуды колебаний не может сделать угол отсечки меньше  $90^\circ$ . Поэтому из-за уменьшения угла отсечки коэффициент  $YJ(8)$  может измениться только от единицы до значения, близкого к 0,5. Следовательно, при  $E_c > E'$  решение уравнения (7.45) существует только в области, в которой запас по самовозбуждению  $SZ_y < 2$ . Если  $SZ_y > 2$ , то стационарные колебания реализуются только в перенапряженном режиме и их амплитуду рассчитывать по формулам (7.45), (7.46) нельзя.

Если выбрано напряжение смещения  $E_c$ , лежащее левее точки открытия АЭ (как на рис. 7.7, б), то получаются колебательные характеристики и зависимости  $S(U_{bx})$ , показанные на рис. 7.7, г, е. Сравнивая эти характеристики с характеристиками рис. 7.4, г, е, видим, что при таком выборе  $E_c$  реализуется АГ с жестким режимом самовозбуждения. Следует особо отметить, что никаким увеличением  $Z_y$  обеспечить локальную неустойчивость точки покоя и самовозбуждение АГ от уровня шумов при колебательной характеристике, изображенной на рис. 7.7, г, нельзя, так как локальная крутизна проходной характеристики в точке покоя равна нулю.

Из двух точек стационарного режима, существующих при выполнении условия

$$1/Z_y < S_{max},$$

точка с амплитудой  $U_{ex}$  лежащая в недонапряженном режиме, неустойчива. Локально устойчива лишь точка с амплитудой  $U_{ex}^{(2)}$  лежащая в перенапряженном режиме.

Однако для практики нужны АГ с мягким режимом самовозбуждения, способные устойчиво работать в недонапряженном режиме при запасе по самовозбуждению значительно больше двух (например, порядка 3...5). Это связано с тем, что основным требованием к АГ является обеспечение максимальной стабильности частоты автоколебаний, а наиболее высокая стабильность частоты может быть достигнута в недонапряженном режиме. Выполнение таких требований при работе АГ с постоянным напряжением смещения  $E_c$ , как показано выше, невозможно. Одним из простейших путей построения генераторов, удовлетворяющих этим требованиям, является использование схем с автоматическим смещением.

### 7.3.2. Стационарные режимы в автогенераторах с цепями автоматического смещения. Применение диаграмм срыва и диаграмм смещения для расчета стационарных режимов

Один из типовых вариантов построения цепей эмиттерного и базового автосмещения транзисторного АГ показан на рис. 7.8.

В этой схеме напряжение смещения  $E_c$  является разностью напряжения питания цепи смещения  $E_{n.c}$  и падений напряжения от постоянной составляющей тока эмиттера  $I_{\varnothing 0}$  на сопротивлении  $R_{\varnothing 0}$  и от постоянной составляющей тока базы  $I_{B0}$  на сопротивлении  $R_{B0}$ :

$$E_c = E_{n.c} - R_{\varnothing 0} I_{\varnothing 0}(U_{ex}, E_c) - R_{B0} I_{B0}(U_{ex}, E_c) \quad (7.47)$$

Емкости  $C_{\varnothing 0}$  и  $C_{B0}$  о шунтирующие соответственно  $\dot{I}_{\varnothing 0}$  и  $R_{B0}$ , выбираются так, чтобы падения напряжения на них от переменных

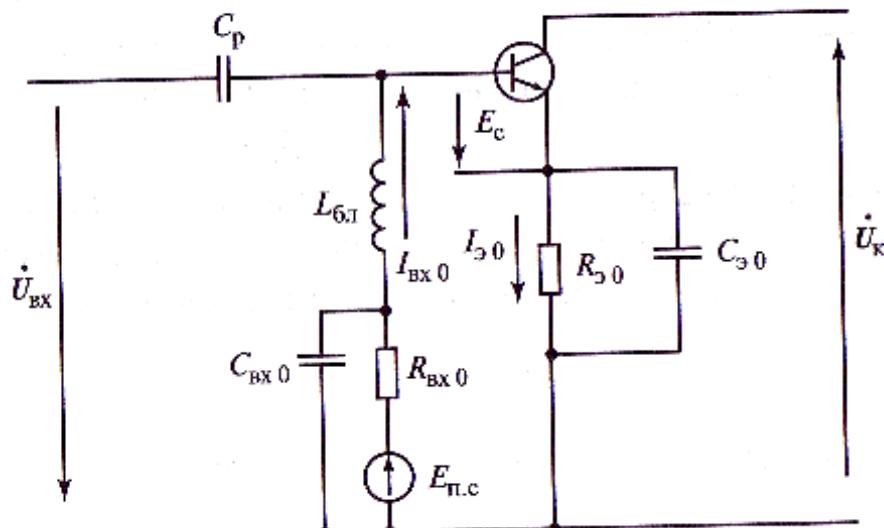


Рис. 7.8. Вариант построения цепей автоматического смещения в транзисторном автогенераторе

составляющих соответствующих токов были пренебрежимо малым.

Разделительная емкость  $C_p$  предотвращает протекание тока  $I_{bx0}$  через выходные элементы цепи обратной связи, а блокировочная индуктивность  $I_{bl}$  предотвращает короткое замыкание в цепи источника колебательного напряжения, поступающего из цепи обратной связи через  $C_p$ . Падение напряжения от тока  $I_{B0}$  на индуктивности  $L_{bl}$  считается пренебрежимо малым.

Напряжение питания цепи смещения  $E_{nc}$  выбирается таким образом, чтобы в режиме покоя выполнялось условие  $E_c > E'$  и крутизна проходной характеристики в точке самовозбуждения была равна  $S$  (как на рис. 7.7, а). Поскольку с ростом амплитуды колебаний  $U_{bx}$  постоянные составляющие токов базы  $I_{bx0}$  и эмиттера  $I_{e0}$  увеличиваются, напряжение  $E_c$ , как следует из (7.47), должно уменьшаться. При правильном выборе значений  $R_{30}$  и  $R_{bx0}$  стационарное значение амплитуды  $U_{bx}$  будет достигнуто в недонапряженном режиме путем уменьшения угла отсечки 0.

Таким образом будет реализован стационарный режим, в котором напряжение смещения  $E_c$  будет меньше  $E'$  а угол отсечки будет меньше  $90^\circ$ .

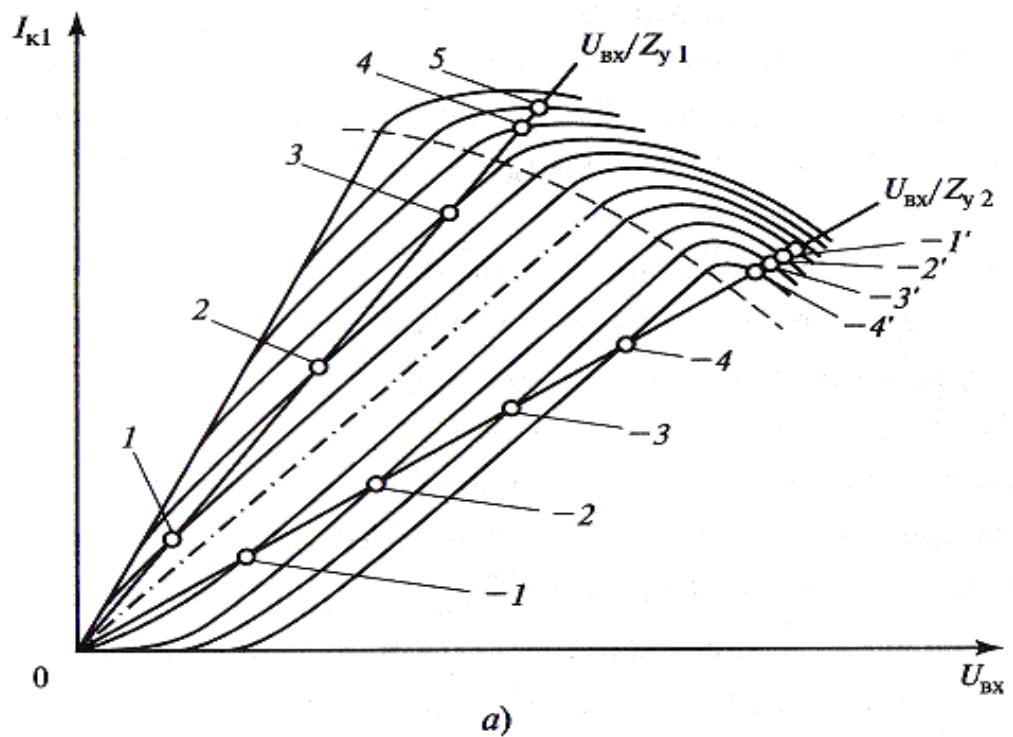
Чтобы проверить это предположение расчетом, необходимо найти стационарные значения амплитуды  $U_{bx}$  и напряжения  $E_c$  при заданных значениях  $SZ_y$ ,  $E_{pc}$ ,  $R_{e0}$  и  $R_{B0}$ . Эти значения получаются совместным решением уравнения стационарного режима

$$I_{\kappa 1}(U_{bx}E_c) = \frac{U_{bx}}{Z_h} \quad (7.48)$$

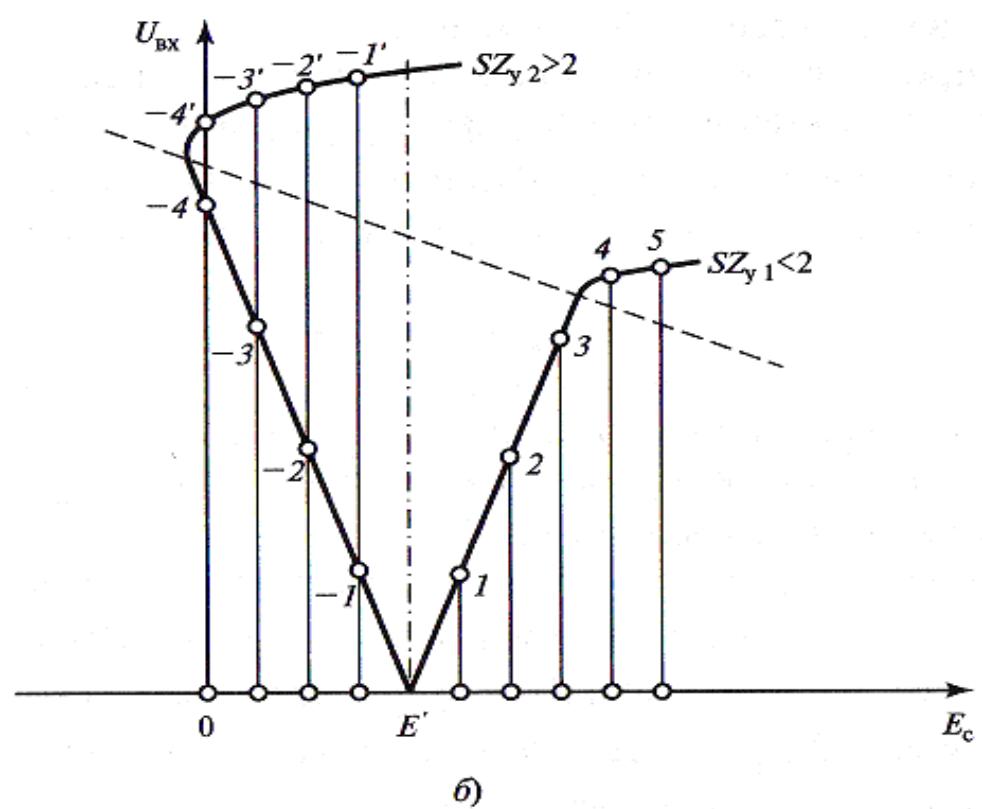
являющегося обобщением уравнения (7.24) для случая, когда при переходе к стационарному режиму изменяются как  $U_{bx}$ , так и  $E_c$ , и уравнения цепи автосмещения (7.47).

Уравнение (7.48) при фиксированном значении  $Z_y$  задает функцию  $U_{bx}$  от  $E_c$ , т. е. определяет возможные значения стационарных амплитуд колебаний при каждом значении  $E_c$ . Определенную таким образом зависимость  $U_{bx}$  от  $E_c$  называют *диаграммой срыва* [4, 5].

Диаграмма срыва, соответствующая конкретному значению  $Z_y$ , может быть получена из семейства колебательных характеристик, подобных показанным на рис. 7.7, в, г, построенных при нескольких значениях напряжения смещения. На рис. 7.9, а представлено такое семейство колебательных характеристик. Штрихпунктирной линией дана колебательная характеристика, соответствующая  $E_c = E'$ . Выше нее расположены характеристики, соответствующие положитель-



a)



б)

Рис. 7.9. Семейство колебательных характеристик автогенератора, построенных при нескольких значениях напряжения смещения  $E_c$  (а), и диаграммы срыва, построенные по этим характеристикам при двух значениях запаса по самовозбуждению (б)

ным сдвигам  $E_c$  относительно  $E'$  на  $\Delta E_c$  ( $n=1,2,\dots$ ), где  $\Delta E_c$  — шаг изменения напряжения смещения. Ниже нее расположены колебательные характеристики, соответствующие отрицательным сдвигам  $E_c$  относительно  $E'$  на  $-m\Delta E_c$  ( $m=1, 2, \dots$ ).

Задавая значение  $Z_y$  и строя соответствующую этому  $Z_y$  прямую обратной связи, находим координаты  $U_{Bx}$  точек пересечения этой прямой колебательными характеристиками, соответствующими каждому значению  $E_c$ .

Геометрическое место этих точек в плоскости  $(E_c, U_{Bx})$  представляет собой диаграмму срыва, построенную для заданного  $Z_y$ . На рис. 7.9, *a* показаны две прямые обратной связи, с использованием которых на рис. 7.9, *b* построены две диаграммы срыва.

Первая прямая соответствует такому  $Z_y = Z_{yl}$ , при котором  $SZ_y < 2$ .

Расположенные на ней точки стационарного режима лежат в области, где  $E_c < E'$ . Эта диаграмма срыва (рис. 7.9, *b*) имеет *положительный наклон* как в области недонапряженного режима, лежащей ниже граничной штриховой линии, так и в области перенапряженного режима, лежащей выше этой линии.

Точки стационарного режима 1—5 на рис. 7.9, *a* соответствуют точкам с теми же номерами на рис. 7.9, *b*. Как было показано в предыдущем параграфе, все стационарные режимы, лежащие на этой диаграмме срыва, устойчивы при постоянных, не зависящих от  $U_{Bx}$  напряжениях  $E_c$ . Точки равновесия, соответствующие  $U_{Bx} = 0$ , в области  $E_c < E'$  неустойчивы, так как при  $Z_y > 1/S$  выполнено условие мягкого самовозбуждения.

Вторая прямая обратной связи на рис. 7.9, *a* построена при  $Z_y = Z_{y2} > 2/S$ .

Все стационарные точки, соответствующие недонапряженному режиму, и часть точек, соответствующих перенапряженному режиму, лежат в области, где  $E < E'$ . При этом, как видно из приведенных на рис. 7.9 графиков, участок диаграммы срыва, соответствующий недонапряженным режимам, имеет отрицательный наклон в плоскости  $(E_c, U_{Bx})$  и ему принадлежат стационарные точки, которые неустойчивы при внешнем смещении. Это было показано в предыдущем параграфе.

Устойчивыми в области  $E_c < E'$  являются точки покоя  $U_{Bx} = 0$  и точки, лежащие в перенапряженном режиме.

При кусочно-линейной аппроксимации характеристик АЭ для области недонапряженного режима диаграммы срыва нетрудно

построить аналитически. Поскольку для ненулевых решений уравнение (7.48) приводится к виду

$$S_1(U_{ex}E_c) = \frac{1}{Z_y} \quad (7.49)$$

а в недонапряженном режиме

$$S_1(U_{ex}E_c) = S\lambda_1(\Theta_{cm}) \quad (7.50)$$

зависимость  $U_{BX}(E_C)$  определяется уравнением (7.46), в котором множитель ( $-1/\cos\Theta_{CT}$ ) при заданном значении  $Z_y$ , а следовательно, и запаса по самовозбуждению  $SZ_y$ , является величиной постоянной.

Из (7.46) видно, что каждая диаграмма срыва в недонапряженном режиме представляет собой прямую линию, проходящую через точку  $E_c = E'$ . Угловой коэффициент этой прямой ( $-1/\cos\Theta_{CT}$ ) является положительным при  $\cos\Theta_{CT} < 0$ , т. е. при  $90^\circ < \Theta_{CT} < 180^\circ$ . Этой области соответствуют значения  $0,5 < Y_j(0_{CT}) < 1,0$  и значения запаса по самовозбуждению  $1 < SZ_y < 2$ . Границному значению запаса по самовозбуждению  $SZ_y = 1$  соответствует  $\cos\Theta_{CT} = -1$  и угловой коэффициент, равный единице. В области, где  $SZ_y > 2$  и в соответствии с (7.45)  $\gamma_1(\Theta_{CT}) < 0,5$ , а  $\Theta_{CT} < 90^\circ$ , угловые коэффициенты диаграмм срыва отрицательны. При  $SZ_y \rightarrow \infty$   $\Theta_{CT} \rightarrow 0$  и  $(-1/\cos\Theta_{CT}) \rightarrow (-1)$ . Прямая с таким угловым коэффициентом является второй границной линией сектора углов, в котором расположены диаграммы срыва. При  $\Theta_{CT} = 90^\circ$  угловой коэффициент диаграммы срыва бесконечно велик и диаграмма срыва является вертикальной прямой. Этому значению  $0_{CT}$  соответствует запас по самовозбуждению  $SZ_y = 2$ .

Семейство диаграмм срыва, построенных при нескольких значениях запаса по самовозбуждению, показано на рис. 7.10. Область недонапряженных режимов на плоскости  $(E_c, U_{BX})$  лежит ниже линии критического режима (ЛКР), определенной полученным ранее уравнением (7.39). Эта линия, как видно из (7.39), представляет собой прямую с небольшим отрицательным наклоном.

Участки диаграмм срыва, лежащие в области перенапряженного режима, также показаны на рис. 7.10. Можно заметить, что все диаграммы срыва с отрицательными угловыми коэффициентами проходят в области перенапряженного режима через точки с вертикальными касательными. Левее этих точек стационарных режимов с  $U_{BX} = 0$  не существует.

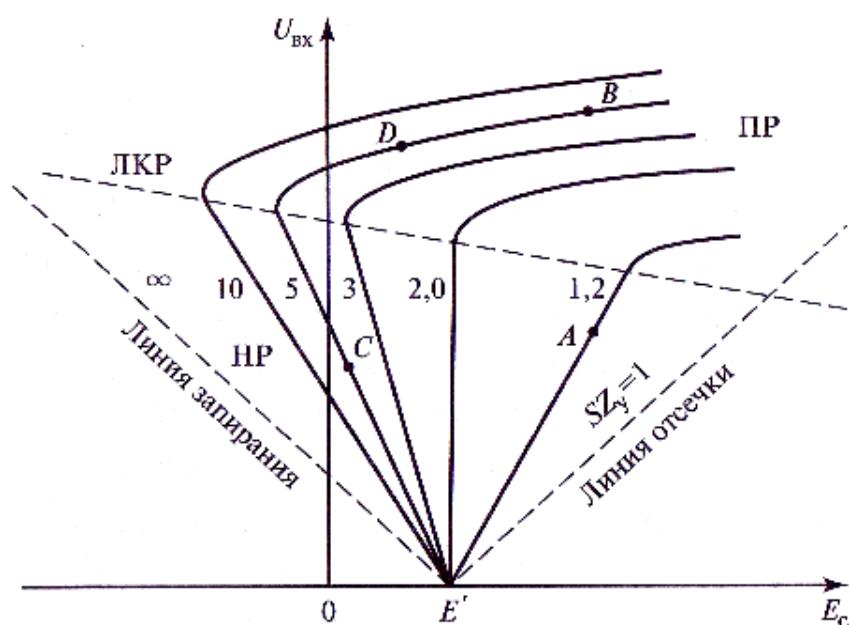
Существует и устойчив лишь режим отсутствия колебаний с  $U_{BX} = 0$ .

Правее точек вертикальных касательных амплитуда колебаний в перенапряженном режиме немного возрастает с увели-

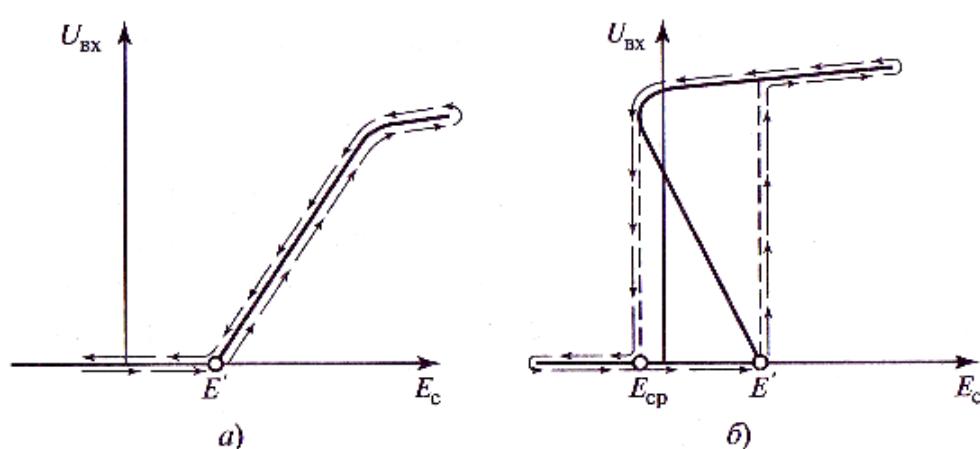
чением  $E_c$ . Поскольку это возрастание невелико, для грубой оценки амплитуду колебаний в перенапряженном режиме можно считать равной ее значению в критическом режиме.

Из изложенного следует, что при экспериментальном получении диаграмм срыва  $U_{BX}(E_c)$  путем принудительного изменения  $E_c$  и измерения значений  $U_{BX}$ , соответствующих каждому  $E_c$ , получатся зависимости  $U_{BX}(E_c)$ , показанные на рис. 7.11.

При  $1 < SZ_y < 2$  получается экспериментальная кривая рис. 7.11, *a*, содержащая все значения  $U_{BX}$ , найденные теоретически. При увеличении  $E_c$  колебания возникают после перехода через точку  $E'$  и



**Рис. 7.10. Семейство диаграмм срыва автогенератора, построенных при нескольких значениях запаса по самовозбуждению**



**Рис. 7.11. Экспериментально наблюдаемые зависимости стационарной амплитуды колебаний от напряжения внешнего смешения при мягком (а) и жестком (б) режимах самовозбуждения**

плавно увеличиваются с ростом  $E_c$ . Происходит мягкое самовозбуждение. В этом случае результаты измерений не зависят от направления изменения  $E_c$ .

Если  $SZ_y > 2$ , то при плавном увеличении  $E_c$  от отрицательных значений, при которых АЭ закрыт и автоколебания отсутствуют, возникновение колебаний также произойдет как только  $E_c$  превысит  $E'$ . Однако амплитуда колебаний сразу вырастет до конечного и достаточно большого значения, соответствующего устойчивым колебаниям в перенапряженном режиме АЭ (рис. 7.11, б). В плоскости  $(E_c, U_{BX})$  зависимость  $U_{BX}(E_c)$  содержит скачок амплитуды  $U_{BX}$  вверх при  $E_c = E'$ . При дальнейшем увеличении  $E_c$  амплитуда  $U_{BX}$  несколько возрастает.

При изменении  $E_c$  в обратном направлении плавное уменьшение амплитуды происходит до точки  $E_{cp}$ , в которой касательная к диаграмме срыва, соответствующей заданному значению  $SZ_y$ , вертикальна. При переходе точки  $E_{cp}$  в направлении уменьшения  $E_c$  происходит срыв колебаний.

Амплитуда изменяется скачком от значения, соответствующего режиму, близкому к критическому, до нуля. Таким образом, на экспериментальной зависимости  $U_{BX}(E_c)$  имеется область гистерезиса, расположенная между точкой срыва колебаний  $E_{,,}$  и точкой возникновения колебаний  $E'$ . Именно в этой области значений расположены точки неустойчивых стационарных значений  $U_{BX}$ , получить которые при такой методике эксперимента невозможно.

Явления скачкообразного возникновения и срыва колебаний, наблюдавшиеся при описанных экспериментах по исследованию зависимостей  $U_{BX}(E_c)$  объясняют само название этих зависимостей.

Как показано в начале этого параграфа, в схеме с автосмещением напряжение  $E_c$  является функцией амплитуды колебаний  $U_{BX}$ , которая в неявном виде задана уравнением (7.47). *Функция  $E_c(U_{BX})$ , определяемая из уравнения (7.47), называется диаграммой смещения.* При кусочно-линейной аппроксимации характеристик АЭ с одинаковыми для проходной и входной ВАХ напряжениями отсечки токов  $E'$  и при работе АЭ в недонапряженном режиме справедливы следующие выражения:

$$I_{\kappa 0}(U_{ex} E_c) = S U_{ex} \gamma_0(\Theta)$$

$$I_{ex0}(U_{ex} E_c) = S_{ex} U_{ex} \gamma_0(\Theta)$$

$$I_{\vartheta 0}(U_{ex} E_c) = I_{\kappa 0}(U_{ex}, E_c)$$

Подставив их в (7.47) и введя обозначение

$$G_c = R_{30}S + (R_{Bx0} + R_{30})S_{BX} \quad (7.51)$$

для параметра автосмещения, представим уравнение (7.47) в виде

$$E_c = E_{nx} - C_{cyo}(\Theta)U_{ex}. \quad (7.52)$$

Поскольку из (7.41) вытекает равенство

$$E_c - E' = -U_{ex} \cos \Theta \quad . \quad (7.53)$$

из (7.52), (7.53) получим

$$U = \frac{E_{nx} - E'}{G_c \gamma_0(\Theta) \cos(\Theta)} \quad (7.54)$$

Формула (7.54) позволяет при заданных  $G_c$  и  $E_{PC}$  найти  $U_{BX}$  как функцию  $\Theta$ , после чего по (7.53) находится значение  $E_c$ .

При  $\Theta = 180^\circ$ , т. е. на границе самовозбуждения, в соответствии с (7.54) амплитуда начальных колебаний

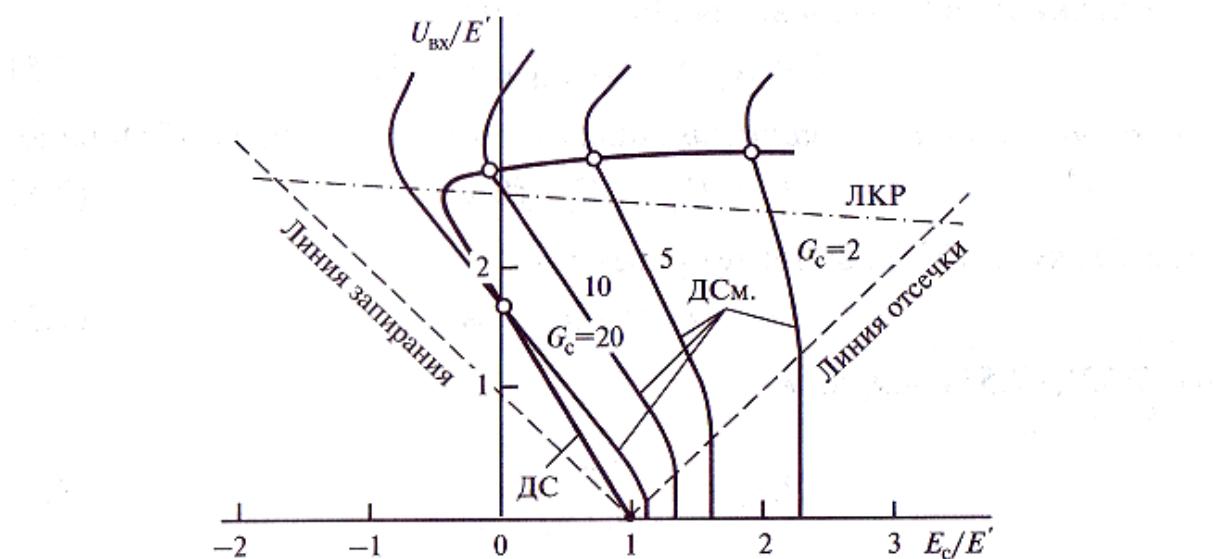
$$U_{ex, нач} = \frac{E_{nx} - E'}{G_c + 1} \quad (7.55)$$

В области  $0 < U_{BX} < U_{ex, нач}$  изменение  $U_{BX}$  не влияет на  $E_c$ , поэтому в плоскости  $(E_c, U_{BX})$  диаграмма смещения представляет собой вертикальную линию.

Семейство диаграмм смещения, построенных для транзисторного АГ при заданном  $E_n$  и нескольких значениях параметра  $G_c$ , показано на рис. 7.12. Формы диаграмм смещения в перенапряженном режиме несколько различаются при разных соотношениях вкладов токов базы (входного электрода) и эмиттера в напряжение автосмещения. На диаграммах рис. 7.12 отражен случай, когда доминирует вклад тока эмиттера.

Следует обратить внимание на то, что линия критического режима на плоскости диаграмм срыва (ДС) и диаграмм смещения (ДСм.) является прямой, определяемой уравнением (7.39), только при условии, что напряжение  $E_n$  между коллектором и эмиттером при изменении  $E_c$  поддерживается постоянным. При наличии сопротивления эмиттерного автосмещения  $R_{30}$  (см. рис. 7.8) требуется коррекция напряжения источника питания коллекторной цепи для компенсации изменений падения напряжения на сопротивлении  $R_{30}$ .

Стационарные значения амплитуды колебаний  $U_{BX}$  и напряжения смещения  $E_c$  в АГ с автосмещением определяются путем решения системы уравнений диаграммы срыва (7.49) и диаграммы смещения



**Рис. 7.12. Семейство диаграмм смещения, соответствующих различным значениям параметра  $G_c$ , и точки стационарного режима АГ, определенные по пересечению диаграммы срыва ДС и ДСм.**

(7.47). При графическом решении стационарные значения  $E_c$  и  $U_{BX}$  являются координатами точки пересечения диаграммы срыва, соответствующей выбранным запасу по самовозбуждению и коэффициенту обратной связи, и диаграммы смещения, соответствующей выбранным значениям  $E_n$  и параметра автосмещения  $G_c$  (7.51).

На рис. 7.12 показаны диаграмма срыва, соответствующая  $SZ_y \approx 3$  ( $\Theta_{CT} = 70^\circ$ ) и несколько диаграмм смещения, соответствующих различным значениям  $G_c$ .

Из рис. 7.12 видно, что при  $G_c$ , равном 2, 5 и 10, точки пересечения диаграмм смещения с диаграммой срыва лежат в области перенапряженного режима, а при  $G_c = 20$  эта точка пересечения находится в области недонапряженного режима. Таким образом, в последнем случае использование автосмещения позволило обеспечить существование стационарного недонапряженного режима с мягким самовозбуждением при  $SZ_y > 2$ .

### 7.3.3. Анализ устойчивости стационарных режимов в автогенераторах с автосмещением. Режимы прерывистой генерации и самомодуляции

Возможность реализации стационарного режима, которому в плоскости диаграмм срыва и смещения соответствует точка равновесия, лежащая на участке диаграммы срыва с отрицательным угловым

коэффициентом  $\frac{dU_{bx}}{dE_c}$  (см. рис. 7.12), еще не означает, что этот режим будет устойчив. При постоянном напряжении смещения режим, которому соответствует точка с такими координатами, был бы неустойчив. Сколько угодно малое увеличение амплитуды  $U_{bx}$  при фиксированном  $E_c$  привело бы к сдвигу точки внутрь диаграммы срыва, т. е. в область, лежащую правее этой диаграммы.

В этой области мощность, отдаваемая АЭ, превышает мощность, рассеиваемую в колебательной системе, поэтому амплитуда  $U_{bx}$  продолжала бы нарастать до стационарного значения, лежащего в перенапряженном режиме. При отклонении  $U_{bx}$  вниз от стационарного значения при  $E_c = \text{const}$  изображающая точка попадает в область, лежащую вне диаграммы срыва, где мощность потерь превышает поступающую мощность, поэтому амплитуда  $U_{bx}$  уменьшается до нуля.

Но в АГ с автосмещением напряжение  $E_c$  не остается постоянным. При анализе устойчивости точки равновесия, показанной на рис. 7.12, рассмотрим сначала случай, когда емкости цепи автосмещения  $C_{bx0}$  и  $C_{e0}$  на схеме рис. 7.8 выбраны настолько малыми, что при отклонении от состояния равновесия скорость изменения напряжения смещения  $E_c$  гораздо больше скорости изменения амплитуды колебаний, которая в первом приближении определяется постоянной времени колебательного контура, задающего частоту колебаний.

Тогда при малом отклонении  $U_{bx}$  и  $E_c$  от их стационарных значений сначала за короткое время установится значение напряжения смещения, соответствующее новому значению амплитуды, и лишь затем будет происходить изменение амплитуды, за которым будет следовать изменение смещения. Таким образом, вторая фаза движения будет происходить практически по диаграмме смещения. Будем называть такое автосмещение *безынерционным*.

Рассмотрим переходные процессы в АГ с безынерционным автосмещением при отклонениях  $U_{bx}$  и  $E_c$  от их стационарных значений. На рис. 7.13 показаны диаграмма срыва, соответствующая  $SZ_y \ll 3$ , и диаграмма смещения с  $G_c = 20$ , взятые из рис. 7.12.

Обозначим координаты стационарной точки  $E_{c0}$  и  $U_{bx0}$ , пусть возмущение вызывает увеличение амплитуды до  $U_{bx1} > U_{bx0}$  при  $E_{c1} = E_{c0} = 0$ .

Соответствующая точка  $a$  показана на рис. 7.13. При безынерционном автосмещении первая фаза движения из точки  $(E_{c1}, U_{bx1})$  будет представлять собой быстрое изменение  $E_c$  от значения  $E'_{c1} =$

$= E_{c0} = 0$  до значения  $E'_{cl}$ , лежащего на диаграмме смещения и соответствующего значениюю  $U_{Bx1}$ , которое в течение первой фазы движения остается практически неизменным (точка  $a'$ ). При этом изображающая точка  $a'(E, U_{Bx1})$  окажется вне диаграммы срыва, где мощность, доставляемая АЭ, меньше мощности, рассеиваемой в колебательной системе, поэтому амплитуда будет уменьшаться так, что изображающая точка будет двигаться по диаграмме смещения. Такое движение вернет ее в точку стационарного режима. Состояние равновесия после такого возмущения восстановится. Если действует возмущение, которое уменьшит амплитуду до значения  $U_{Bx2} < U_{Bx0}$  при  $E_{c2} = E_{co} = 0$  (точка  $b$  на рис. 7.13), то на первой фазе движения, вызванного этим возмущением, изображающая точка быстро переместится на диаграмму смещения, т.е. в точку  $b'$  с координатами  $(E'_2, U_{Bx2})$ . Эта точка лежит внутри диаграммы срыва, где амплитуда колебаний  $U_{Bx}$  должна расти. Но ее рост будет происходить при одновременном изменении  $E_c$ , обеспечивающем движение изображающей точки к состоянию равновесия (см. рис. 7.13). Таким образом, и после этого возмущения состояние равновесия восстановится. Аналогичным образом можно рассмотреть изменение  $E_c$  и  $U_{Bx}$  при любом возмущении (например, из точки  $v$  на рис. 7.13) и пока-

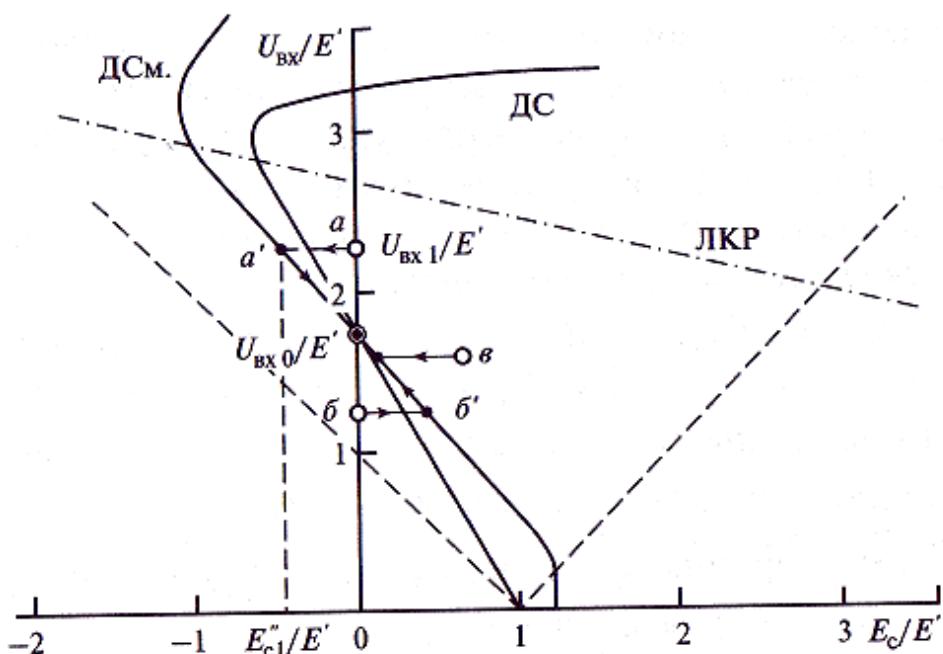
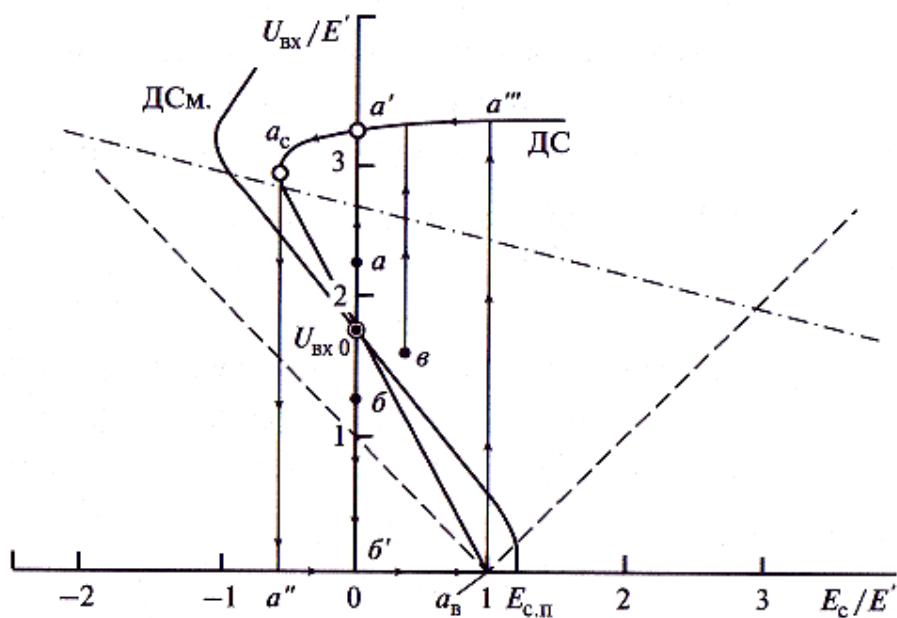


Рис. 7.13. К пояснению процессов изменения напряжения смещения и амплитуды колебаний в автогенераторе с безынерционным автосмещением при отклонениях от точки стационарного режима, лежащей на участке диаграммы срыва с отрицательным угловым коэффициентом

зать, что точка стационарного режима ( $E_c 0$ ,  $U_{\text{вх} 0}$ ) при безынерционном автосмещении устойчива.

Приведенные рассуждения доказывают, что при использовании безынерционного автосмещения стационарные колебания в АГ с запасом по самовозбуждению больше двух при работе АЭ в недонапряженном режиме будут устойчивы. Точнее говоря, характерные постоянные времени цепей автосмещения, показанных на схеме рис. 7.8,  $U_{\text{вх} 0} = R_{\text{вх} 0} C_{\text{вх} 0}$  и  $T_{\vartheta 0} = R_{\vartheta 0} C_{\vartheta 0}$  должны быть много меньше постоянной времени  $T_k$  колебательного контура АГ, определяющего частоту автоколебаний  $\omega_0$ . Значение  $T_k$  рассчитывается по формуле  $T_k = 2Q/\omega_0$ , где  $Q$  — добротность нагруженного контура.

С учетом изложенного здесь подхода рассмотрим вопрос об устойчивости той же точки стационарного режима для очень инерционных цепей автосмещения, когда  $T_{\text{вх} 0} \gg T_k$  и  $T_{\vartheta 0} \gg T_k$ . В этом случае при отклонении точки ( $E_c$ ,  $U_{\text{вх}}$ ), характеризующей состояние АГ, от точки равновесия процессы изменения амплитуды колебаний, вызванные нарушением энергетического баланса в точке равновесия, будут происходить значительно быстрее, чем процессы установления напряжения смещения  $E_c$ , соответствующего этой амплитуде. Процессы изменения амплитуды колебаний  $U_{\text{вх}}$  и напряжения смещения  $E_c$  при очень инерционном автосмещении поясняются рис. 7.14.



**Рис. 7.14. К пояснению процессов изменения напряжения смещения и амплитуды колебаний в автогенераторе с очень инерционным автосмещением при отклонениях от точки стационарного режима, лежащей на участке диаграммы срыва с отрицательным угловым коэффициентом**

При отклонении точки, характеризующей состояние АГ в плоскости ( $E_c$ ,  $U_{bx}$ ), от точки равновесия вверх (в точку  $a$  на рис. 7.14) мощность, поступающая в колебательную систему, превышает рассеиваемую и амплитуда автоколебаний будет расти. При очень инерционном автосмещении изображающая точка достигнет диаграммы срыва, на которой обе мощности равны, настолько быстро, что напряжение  $E_c$  почти не изменится.

Этой ситуации соответствует движение по вертикальной линии  $a-a'$  до диаграммы срыва. Однако напряжение  $E_c$  в точке  $a'$  превышает равновесное, значение которого определяется координатой  $E_c$  на диаграмме смещения, соответствующей значению  $U_{bx}$  в точке  $a'$ , поэтому напряжение  $E_c$  будет уменьшаться. При этом изображающая точка будет медленно двигаться по диаграмме срыва до точки  $a_c$ , в которой касательная к диаграмме срыва вертикальна. При дальнейшем уменьшении  $E_c$  изображающая точка попадает в область, лежащую левее диаграммы срыва.

В этой области рассеиваемая в колебательной системе мощность превышает доставляемую АЭ и колебания будут убывать. При очень инерционном автосмещении время уменьшения амплитуды  $U_{bx}$  до нулевого значения настолько мало, что напряжение  $E_c$  практически не изменится, и переход из точки срыва  $a'$  в точку  $a''$ , где амплитуда колебания становится равной нулю, происходит почти по вертикальной линии. Поэтому в точке  $a''$  напряжение смещения гораздо меньше значения  $E_{c\cdot p}$ , соответствующего режиму отсутствия колебаний (покоя). Разница между  $E_c$  в точке  $a''$  и  $E_{c\cdot p}$  обеспечивается зарядами, которые были накоплены в конденсаторах цепей автосмещения ( $C_{bx0}$  и  $C_{s0}$  в схеме рис. 7.8) при действии на входе АЭ колебательного напряжения с амплитудой, соответствующей точке  $a_c$ .

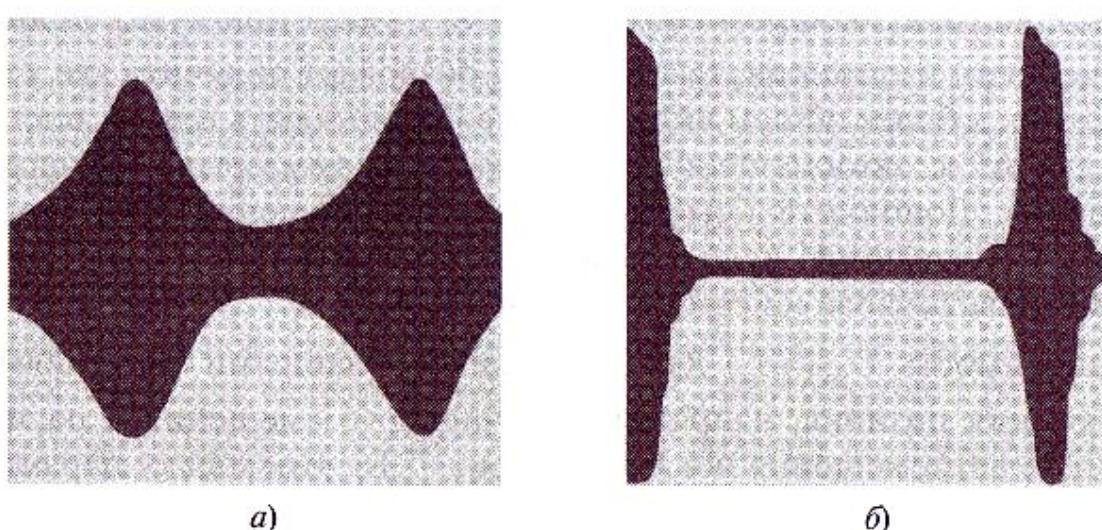
После срыва колебаний конденсаторы разряжаются и точка, характеризующая режим АГ, движется по оси абсцисс на рис. 7.14 в сторону увеличения  $E_c$ . Однако после перехода напряжением  $E_c$  значения  $E'$  изображающая точка оказывается в области значений  $E_c$ , где крутизна проходной характеристики становится равной  $S$ . При этом выполняется неравенство  $SZ_y > 1$  и сколь угодно малое отклонение  $C_{bx}$  от нуля (например, из-за собственных шумов АЭ) переводит изображающую точку в область, где мощность, доставляемая АЭ в колебательную систему, превышает мощность потерь.

Амплитуда автоколебаний начинает расти и за время порядка нескольких  $T_k$  достигает значения  $U_{bx}$ , соответствующего координате точки  $a'''$ , лежащей на диаграмме срыва. За время перехода изображающей

точки от  $a_c$  до  $a'''$  напряжение  $E_c$  изменяется незначительно и линию перехода на рис. 7.14 можно считать вертикальной. Возникновение колебаний с такой амплитудой приводит к росту отрицательных напряжений на емкостях  $C_{bx0}$  и  $C_{s0}$  и движению изображающей точки по диаграмме срыва от  $a'''$  к  $a_c$ .

Таким образом, в схеме с очень инерционным автосмещением стационарный режим, соответствующий точке, расположенной на участке диаграммы срыва с отрицательным наклоном, неустойчив. Вместо него возникает режим генерации периодической последовательности радиоимпульсов, сопровождаемой периодическим изменением напряжения смещения. Его называют *режимом прерывистой генерации*, и для подавляющего большинства АГ такой режим не является рабочим.

В реальных схемах АГ при заданном значении  $T_k$  одновременное увеличение постоянных времени  $T_{c,bx} = R_{bx0}C_{bx0}$  и  $T_{c,s} = R_{s0}C_{s0}$  приводит сначала к переходу от неколебательных процессов установления стационарных значений  $U_{bx}$  и  $E_c$ , соответствующих рис. 7.13, к процессам колебательного установления значений  $U_{bx}$  и  $E_c$ . Затухание этих процессов по мере увеличения  $T_{c,bx}$  и  $T_{c,s}$  становится все более медленным. После перехода некоторых граничных значений  $T_{c,bx,gr}$  и  $T_{c,s,gr}$  стационарного режима теряет устойчивость и возникает режим самодуляции амплитуды колебаний. Дальнейшее увеличение  $T_{c,bx}$  и  $T_{c,s}$  приводит к переходу от режима самодуляции к режиму прерывистой генерации. Примеры осциллограмм колебаний в АГ в режимах самодуляции и прерывистой генерации показаны на рис. 7.15.



**Рис. 7.15. Осциллограммы колебания в автогенераторе при работе в режимах самодуляции (а) и прерывистой генерации (б)**

Точные соотношения между  $T_k$ , с одной стороны, и  $T_{cex}$ ,  $T_{cz}$ , с другой, на границе устойчивости стационарного режима находятся при анализе АГ с использованием дифференциальных уравнений для амплитуды автоколебаний и напряжения смещения [5, 19]. Для оценочных расчетов при  $T_{c_{\text{вх}}} \approx T_{c_2}$  условие устойчивости можно записать в виде

$$T_{c_{\text{ex}}} + T_{c_2} < T_k. \quad (7.56)$$

Опираясь на эту оценку, можно судить о степени сложности задачи обеспечения устойчивости режимов, рассмотренных в данном пункте.

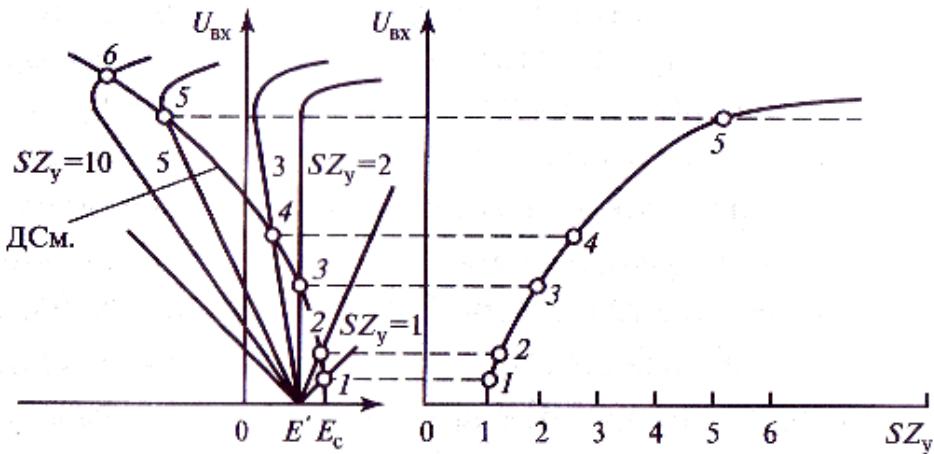
### 7.3.4. Нагрузочные характеристики автогенератора

Нагрузочными характеристиками автогенератора называются зависимости величин, характеризующих рабочий режим АГ, от модуля сопротивления нагрузки в цепи коллектора  $Z_K$ .

К числу названных величин обычно относят частоту колебаний, амплитуды колебательных напряжений  $U_{\text{вх}}$  и  $U_K$ , первые гармоники и постоянные составляющие выходного тока АЭ  $I_{k1}$ ,  $I_{k0}$  и входного тока  $I_{\text{вх}}$ ,  $I_{\text{вх}0}$ , мощности: отдаваемую АЭ в колебательную систему  $P_x$ , потребляемую от источника питания  $P_0$ , отдаваемую в полезную нагрузку  $P_n$ , и др. Аналогичные характеристики рассматривались ранее для генераторов с внешним возбуждением. Для автогенераторов как сами эти характеристики, так и методы их построения имеют значительные особенности.

Если предположить, что при изменении  $Z_K$  коэффициент обратной связи  $k$  остается неизменным, то вместо аргумента  $Z_K$  в нагрузочных характеристиках можно использовать  $Z_y = kZ_K$ . Как будет видно из дальнейшего изложения, такой подход позволяет получить эти характеристики в более общем виде, а также использовать при их построении для АГ с автосмещением аппарат диаграмм срыва и диаграмм смещения. Дополнительные возможности обобщения этих характеристик открываются, если в качестве аргумента при их построении рассматривать запас по самовозбуждению  $SZ_y$ .

Зависимость  $U_{\text{вх}}(SZ_y)$  для АГ с фиксированными значениями  $k$ , напряжения питания, напряжения начального смещения и параметров цепи автосмещения показана на рис. 7.16. Поскольку параметры цепи автосмещения заданы, диаграмма смещения рассматриваемого АГ не изменяется при изменении  $SZ_y$ . В то же время каждому значению  $SZ_y$  соответствует своя диаграмма срыва. Точки пересечения



**Рис. 7.16. К построению нагрузочной характеристики  $U_{BХ}(SZ_y)$**   
диаграмм срыва, соответствующих различным значениям  $SZ_y$ , с диаграммой смещения имеют координаты  $E_c$  и  $U_{BХ}$ , зависимости которых от  $SZ_y$  и являются нагрузочными характеристиками АГ. На рис. 7.16 приведено построение зависимости  $U_{BХ}(SZ_y)$ .

Зависимости  $I_{k1}(SZ_y)$  и  $U_K(SZ_y)$  нетрудно получить из зависимости, приведенной на рис. 7.16, если учесть равенства (7.48) и (7.32). Опираясь на эти зависимости, можно получить полный набор нагрузочных характеристик АГ.

Отметим также, что, имея нагрузочные характеристики и используя зависимости  $Z_y$  и частоты от параметров колебательной системы, можно найти зависимости величин, характеризующих режим автоколебаний, а также зависимость их частоты от параметров колебательной системы. Эти характеристики называют регулировочными. Примеры их построения будут приведены далее.

### 7.3.5. Подход к выбору и расчету режима автогенератора

Исходными данными для выбора и расчета основных величин, характеризующих режим АГ, являются рабочая частота/и мощность, которая должна быть передана в нагрузку  $P_n$ . В более общем случае может быть задана полоса перестройки от нижней  $I_n$  до верхней частоты<sup>^</sup>. Вместо мощности  $P_n$  могут быть заданы значения нагрузки и напряжения на ней. Эти варианты постановки задачи сводятся к случаю, когда заданы частота/и мощность  $P_n$ , поэтому мы ограничимся описанием подхода к выбору и расчету режима автогенератора на биполярном транзисторе при таких исходных данных.

В результате должны быть решены задачи выбора запаса по само-возбуждению, управляющего сопротивления и сопротивления нагрузки в цепи коллектора, сформулированы требования к транзис-

тору, колебательной системе и цепям автосмещения. Полученные данные должны быть достаточны для последующих выбора и расчета всех элементов принципиальной схемы автогенератора.

Будем предполагать, что помимо  $f$  и  $P_u$  задано напряжение источника питания  $E_L$ . Кроме того, ограничимся расчетом одноконтурного АГ, в котором частота автоколебаний находится из уравнения (7.20). Предположим далее, что транзистор будет выбран так, что  $\varphi_s(f) \ll 1$ .

При этом средняя крутизна  $S_I(U_{BX})$  будет вещественной величиной и в соответствии с (7.20) частота автоколебаний практически равна резонансной частоте контура, т. е.  $f = f_0$ . Современные транзисторы позволяют обеспечить выполнение такого требования вплоть до частоты порядка 300 МГц и мощности порядка десятков милливатт.

Расчет начинают с выбора запаса по самовозбуждению  $SZ_Y(f)$ . При  $f = f_0$  управляющее сопротивление  $Z_y(f_0)$  является вещественным так же, как и  $Z_k(f_0)$ . Обозначим их соответственно

$$Z_y(f_0) = R_y, \quad Z_k(f_0) = R_K. \quad (7.57)$$

Запас по самовозбуждению обычно выбирают в пределах от 2 до 5, отдавая предпочтение большим значениям, если необходима перестройка по частоте или предполагается изменение параметров АГ из-за влияния окружающей среды. Выберем для определенности

$$SR_Y = 3.$$

Предположим далее, что АГ должен работать в недонапряженном, но близком к критическому режиме. При этом условии угол отсечки однозначно определяется из уравнения (7.45), которое с учетом (7.57) записывается в виде

$$\gamma_1(\Theta_{cm}) = \frac{1}{SR_y} \quad (7.58)$$

Пользуясь таблицей из приложения, для  $SR_Y = 3$  найдем  $\Theta_{CT} \approx 75^\circ$ . (При изменении  $SR_Y$  от 2 до 5  $\Theta_{CT}$  изменяется от  $90^\circ$  до  $60^\circ$ .)

На следующем этапе найдем мощность  $P_1$ , которую транзистор должен отдавать в колебательную систему. Для этого зададим КПД колебательного контура

$$\eta_k = P_u / P_1. \quad (7.59)$$

Обычно в АГ задают  $\eta_k < 0,5$ , поскольку добротность нагруженного колебательного контура  $Q$  связана с собственной добротностью контура  $Q_0$  соотношением

$$Q = Q_0 (1 - \eta_k) \quad (7.60)$$

вытекающим из (3.16). Снижение добротности контура АГ нежелательно, так как приводит к ухудшению кратковременной нестабильности частоты и повышению чувствительности частоты к изменениям фазового сдвига по кольцу обратной связи. Выбрав  $\eta_k$ , найдем

$$P_1 = P_h / \eta_k. \quad (7.61)$$

Для дальнейшего расчета при заданном  $E_n$  необходимо оценить амплитуду напряжения  $U_K$ . Для работы транзистора в недонапряженном режиме амплитуда  $U_K$  должна быть меньше постоянного напряжения  $E_k$  на значение  $e_{k,\text{min}} \approx 1$  В. Кроме того, само напряжение  $E_k$  при использовании эмиттерного автосмещения (см. рис. 7.8) будет меньше  $E_k$  на величину  $R_{\text{э0}} I_{\text{э0}}$ , т. е. для  $U_K$  можно записать неравенство

$$U_K \leq E_n - (e_{\text{min},k} + R_{\text{э0}} I_{\text{э0}}). \quad (7.62)$$

Для обеспечения параметра автосмещения  $G_c$  (7.51) порядка 20 и работы АГ в недонапряженном режиме зададим запас по  $E_n$ :

$$E_{\text{зап}} = e_{\text{min},k} + R_{\text{э0}} I_{\text{э0}} \approx 2,5B$$

Правильность такого выбора затем проверяется контрольным расчетом, и при необходимости к выбору  $E_{\text{зап}}$  можно вернуться, если контрольный расчет даст существенно меньшее значение реального запаса по  $E_n$ . При выбранном значении  $E_{\text{зап}}$  из (7.62) находим максимально допустимое  $U_K$ :

$$U_K = E_n - E_{\text{зап}}. \quad (7.63)$$

Далее, зная  $U_K$  и  $P_1$ , находим

$$I_{k1} = 2P_1 / U_K \quad (7.64)$$

и соответствующее такому выбору значение

$$R_K = U_K / I_{k1} \quad (7.65)$$

По найденному значению  $I_{k1}$  и известному  $\Theta_{\text{СТ}}$  определяем высоту импульса тока коллектора  $I_{k\max}$  и постоянную составляющую  $I_{k0}$ :

$$i_{k\max} = \frac{I_{k1}}{\alpha_1(\Theta_{cm})} \quad (7.66)$$

$$i_{k0} = \frac{I_{k1}}{g_1(\Theta_{cm})} \quad (7.66)$$

По найденным значениям  $U_K$ ,  $I_{k\max}$  и  $I_{k0}$  и известной частоте  $f$  может быть выбран транзистор, имеющий достаточный запас по

импульсу тока, напряжению коллектор—эмиттер и граничной частоте по крутизне.

Для дальнейшего расчета выберем значение коэффициента обратной связи в интервале

$$k = 0,1, \dots 0,3 \quad (7.68)$$

и рассчитаем амплитуду входного колебания транзистора

$$U_{ex} = kU_k \quad (7.69)$$

и управляющее сопротивление

$$R_y = kR_K. \quad (7.70)$$

По заданному запасу по самовозбуждению и значению  $R_y$  (7.70) находим требуемое значение крутизны аппроксимированной проходной характеристики транзистора

$$S = \frac{SR_y}{R_y} \quad (7.71)$$

Крутизна проходной характеристики выбранного транзистора  $S_{mp}$ , аппроксимированной для области рабочих значений импульса тока (7.66), может быть определена по формуле

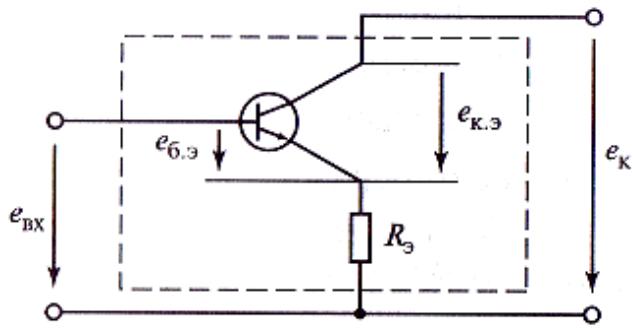
$$S_{mp} = \frac{S_n}{1 + r_6 S_n / h_{219}} \quad (7.72)$$

где

$$S_n = \frac{i_{k \max}}{2\varphi_m} \quad (7.73)$$

— крутизна аппроксимированной характеристики транзистора по эмиттерному переходу, рассчитанная при коллекторном токе, вдвое меньшем, чем найденная по расчету высота импульса тока;  $h_{219}$  — коэффициент передачи по току в схеме с общим эмиттером;  $\varphi_t$  — тепловой потенциал;  $r_6$  — сопротивление базы транзистора.

Как правило, оказывается, что при использовании биполярных транзисторов на низких для них частотах ( $f < 0,5f_s$ ) и выборе  $k$  в заданных (7.68) пределах крутизна  $S_{tp}$ , найденная по (7.72), (7.73), значительно больше, чем требуемое значение  $S$  (7.71). Получить желаемое значение  $S$  можно, если включить в цепь эмиттера сопротивление обратной связи по току  $R_s$  и рассматривать транзистор вместе с этим сопротивлением как новый активный элемент, показанный на рис. 7.17.



**Рис. 7.17. Активный элемент, составленный из биполярного транзистора и сопротивления обратной связи по току эмиттера**

Крутизна аппроксимированной проходной характеристики такого АЭ в рабочей области импульсов тока находится по формуле

$$S = \frac{S_{mp}}{1 + S_{mp} R_s} \quad (7.74)$$

Из этого выражения при известных значениях  $S$  и  $S_{mp}$  находится требуемое значение  $\Lambda$ ,

$$R_s = \frac{1}{S} - \frac{1}{S_{mp}} \quad (7.75)$$

Использование сопротивления  $R_s$  в транзисторных АГ, работающих на низких для транзистора частотах, уменьшает влияние разброса параметров транзистора и изменений температуры окружающей среды на режим АГ. Далее выбирается параметр автосмещения  $G_c$  (7.51), обеспечивающий работу АГ в недонапряженном режиме. В рассматриваемом классе АГ можно рекомендовать

$$G_c = (6—8)(SRy). \quad (7.76)$$

Поскольку на данном этапе расчета сопротивление  $R_{вх}$  неизвестно, расчет можно выполнить, предполагая, что основной вклад в автосмещение вносит сопротивление  $R_{s0}$ , и рассчитывать его по формуле

$$R_{s0} = G_c / S \approx 6R_y. \quad (7.77)$$

В заключение необходимо проверить, выполняется ли условие работы АГ в недонапряженном режиме. Для этого из (7.62), (7.63), (7.67), (7.77) находится остаточное напряжение между коллектором и эмиттером

$$e_{к.э. min} = E_n - R_{s0} I_{s0} - U_k - R_s i_{k max} (1 + h_{21s}^{-1}) \quad (7.78)$$

По сравнению с выражением, вытекающим непосредственно из (7.62), в (7.78) учтено уменьшение  $e_{k\vartheta \text{ min}}$  из-за падения напряжения на  $\mathcal{Y}_\vartheta$ . Если остаточное напряжение превышает 1 В, то режим транзистора можно считать недонапряженным.

Рассмотрим, конкретный пример расчета АГ. Пусть заданы рабочая частота  $= 50$  МГц;  $P_h = 10$  мВт;  $E_n = 6$  В.

Выбрав запас по самовозбуждению  $SR_y = 3$ , найдем по таблицам из приложения:

$$\Theta_{CT} = 75^\circ; g_i(6_{CT}) = 1,69; \alpha_i(\Theta_{CT}) = 0,455.$$

Выберем КПД контура  $\eta_k = 0,4$  и из (7.61) получим  $P_x = 25$  мВт. Зададим  $E_{\text{зап}} = 2,5$  В и найдем из (7.63)  $U_K = 3,5$  В. Из (7.64), (7.65) получим  $I_{k_0} = 14,3$  мА и  $R_K = 245$  Ом. Далее по (7.66), (7.67) найдем высоту импульса тока коллектора  $\eta_{k \text{ max}} = 31,4$  мА и постоянную составляющую  $I_{k_0} = 8,5$  мА.

По значениям токов, напряжений и выходной мощности выберем транзистор типа КТ368А. Границная частота этого транзистора  $I_{rp} = 1100$  МГц. Проверим справедливость неравенства  $i < 0,5f_s$ . Примем  $h_{21} = 50$  и найдем сопротивление базы  $\eta_b = 12$  Ом и сопротивление рекомбинации  $\eta_p = r_\beta = h_{21\vartheta} / S_n = 2\varphi_m h_{21\vartheta} / i_{k \text{ max}} = 80$  Ом. Найдем граничную частоту по крутизне

$$f_s h_{21\vartheta}^{-1} h_{ep} (1 + \frac{r_\beta}{r_\delta}) = 169 \text{ МГц.}$$

Таким образом, условие выполнено и выбранный транзистор может быть использован в дальнейшем расчете.

Выберем коэффициент обратной связи  $k = 0,1$  и по (7.69), (7.70) найдем  $U_{BX} = 0,35V$   $R_y = 25,5$  Ом. В соответствии с (7.71) требуемая крутизна характеристики АЭ  $S=0,12$  А/В. Крутизна аппроксимированной характеристики находится из (7.72), (7.73):  $S_{tp} = 0,628$  А/В. По (7.75) определяем сопротивление  $R_\vartheta = 6,7$  Ом, которое нужно включить в цепь эмиттера.

Далее по (7.77) находим сопротивление эмиттерного автосмещения  $R_{\vartheta 0} = 150$  Ом и оцениваем по (7.78) остаточное напряжение между коллектором и эмиттером транзистора. Получим  $e_{k\vartheta \text{ min}} \approx 1$  В. Таким образом, АГ режим которого рассчитан, будет работать в недонапряженном режиме, близком к критическому.

Заметим, что если бы был выбран коэффициент обратной связи  $k > 0,1$ , то это привело бы к большим значениям  $R_y$ ,  $R_3$ ,  $R_{\vartheta 0}$ , и при заданном напряжении питания условие  $e_{k\vartheta \text{ min}} \geq 1$  В не было бы

выполнено. Это означает, что при таких сочетаниях  $E_n$  и  $k$  недона-  
пряженный режим транзистора в АГ не может быть реализован.

Опираясь на приведенные выше соотношения, можно было бы получить ограничения на выбор  $k$  в аналитической форме. Однако подробное изложение и обоснование методик расчета АГ являются предметом книг по проектированию генераторов колебаний и выходят за рамки данного учебного пособия.

Приведенные выше соотношения дали возможность получить основные характеристики режима и параметры автогенератора, позволяющие перейти к расчету элементов колебательной системы и других параметров конкретных схем, принципы построения которых излагаются в следующих главах. Значения параметров режима, полученные в изложенном примере расчета, также будут далее использованы для пояснения подходов к выбору параметров колебательных систем АГ.

## 7.4. Схемы автогенераторов

### 7.4.1. Принципы построения схем автогенераторов

При переходе от обобщенной структурной схемы автогенератора, показанной на рис. 7.2, к реальным электрическим схемам, как и для генераторов с внешним возбуждением, процедура построения схемы разделяется на два этапа.

На первом этапе выбирается высокочастотная эквивалентная схема, структура и параметры которой обеспечивают реализацию полученных в процессе расчета режима обобщенных параметров, таких как частота колебаний, управляющее сопротивление цепи обратной связи, сопротивление нагрузки выходной цепи АЭ, коэффициент обратной связи. Первый этап завершается выбором структуры и параметров высокочастотной эквивалентной схемы АГ.

На втором этапе выбирается структура и рассчитываются параметры цепей подачи напряжений питания, начального смещения, если оно необходимо, и автосмещения. Эти элементы должны быть выбраны с учетом дополнительных требований, связанных с необходимостью заземления по постоянному напряжению или высокой частоте тех или иных электродов АЭ. Однако главным требованием к этим цепям является минимальное влияние их элементов на работу АГ, т.е. минимальное изменение частоты и характеристик режима, которые должны определяться параметрами высокочастотной эквивалентной схемы.

После определения параметров цепей питания и смещения необходимо проверить, насколько подключение этих цепей изменяет

параметры высокочастотной эквивалентной схемы, и принять решение о необходимости коррекции этих параметров для реализации расчетного режима.

#### 7.4.2. Высокочастотная эквивалентная схема с идеальным трансформатором

Высокочастотная эквивалентная схема АГ с идеальным трансформатором показана на рис. 7.18, а. Она пригодна для анализа широкого круга конкретных высокочастотных эквивалентных схем, хотя ее непосредственным прототипом послужил одноконтурный АГ с трансформаторной обратной связью (рис. 7.18, б).

Эквивалентная схема (ЭС) на рис. 7.18, а содержит активный элемент (АЭ), идеальный трансформатор (ИТ) с коэффициентом трансформации  $k_0$ , через который замыкается цепь обратной связи, параллельный колебательный контур с комплексным сопротивлением  $Z'_K$  и сопротивление рассеяния  $Z_\sigma$ .

Используя законы Кирхгофа, из схемы рис. 7.18, а получаем два уравнения, описывающих ее работу:

$$\dot{U}_K = Z' (I_{k1} - k_0 \dot{I}_{\text{exl}}); \dot{U}_{\text{ex}} = k_0 \dot{U}_K - Z_\sigma \dot{I}_{\text{exl}}$$

При указанных на рис. 7.18, а полярностях напряжений  $U_K$  и  $k_0 U_K$  коэффициент трансформации ИТ является положительным. Из этих уравнений получим следующее выражение для расчета коэффициента обратной связи, вытекающее из (7.2):

$$k = \frac{\dot{U}_{\text{ex}}}{\dot{U}_K} = k_0; \frac{Z_\sigma}{Z'_{k1}} \frac{\dot{I}_{\text{exl}}}{I_{k1} - k_0 \dot{I}_{\text{exl}}} \quad (7.79)$$

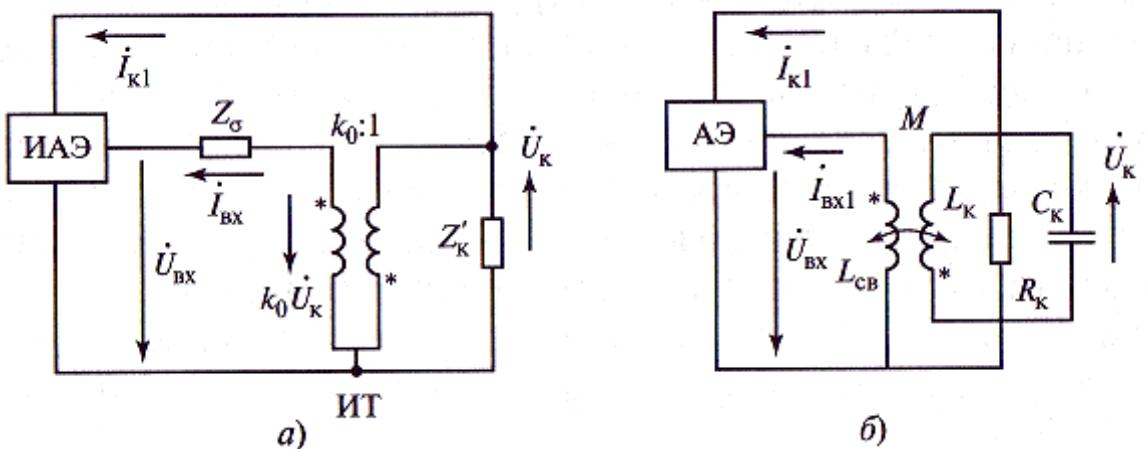
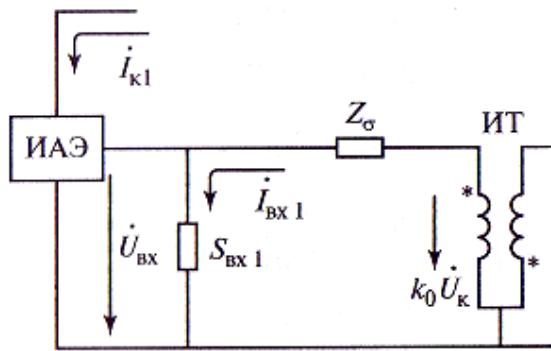


Рис. 7.18. Эквивалентная схема автогенератора с идеальным трансформатором (а) и ее прототип (б)



**Рис. 7.19. Эквивалентная схема для расчета коэффициента обратной связи**

Легко видеть, что коэффициент обратной связи примерно равен коэффициенту трансформации ИТ ( $k \approx k_0$ ), если

$$|Z_\sigma| \ll |Z_k(f)| \text{ или } I_{exl} \ll I_{k1} \quad (7.80)$$

Оба эти условия, по существу, эквивалентны требованию наличия у АЭ большого коэффициента усиления по мощности.

Для оценки фазового сдвига, обусловленного конечным входным сопротивлением АЭ, удобна ЭС входной цепи, показанная на рис. 7.19. На ней в явном виде представлена входная проводимость

АЭ по первой гармонике  $S_{exl} = I_{ex}/U_{ex}$ , а входная проводимость идеального активного элемента (ИАЭ) считается нулевой.

Напряжение  $U_{ex}$  на выходе делителя  $Z_\sigma$ ,  $S_{exl}$  отличается от  $k_0 U_k$  вследствие падения напряжения на  $Z_\sigma$ . Отсюда

$$k = \frac{k_0}{1 + S_{exl} Z_\sigma} \quad (7.81)$$

В большинстве реальных схем АГ сопротивление рассеяния можно считать чисто реактивным, т.е. положить  $Z_\sigma \approx jX_\sigma$ . Кроме того, в АГ, рассматриваемых в данном пункте, входную проводимость АЭ можно считать вещественной, полагая  $S_{bx1} = S_{bx,I}$  этих условиях

$$k = \frac{k_0}{1 + jS_{exl} X_\sigma}; \varphi_k \approx -\arctg(S_{exl} X_\sigma) \quad (7.82)$$

здесь  $\varphi_k$  в радианах.

Если  $S_{bxI} X_\sigma < 1/2$ , то с достаточной точностью можно положить

$$\varphi_k \approx -S_{exl} X_\sigma$$

Аналогичным образом находится сопротивление коллекторной нагрузки, рассчитанное с учетом шунтирующего действия входной цепи АЭ:

$$Z_k = \frac{\dot{U}_k}{\dot{I}_{k1}} = Z'_k \left(1 - \frac{k_0 \dot{I}_{exl}}{\dot{I}_{k1}}\right) \quad (7.83)$$

Очевидно, что  $Z_k$  и  $Z'_k$ , если  $k_0 I_{exl} \ll I_{k1}$ , т.е. такое приближение справедливо при большом усилении АЭ по току.

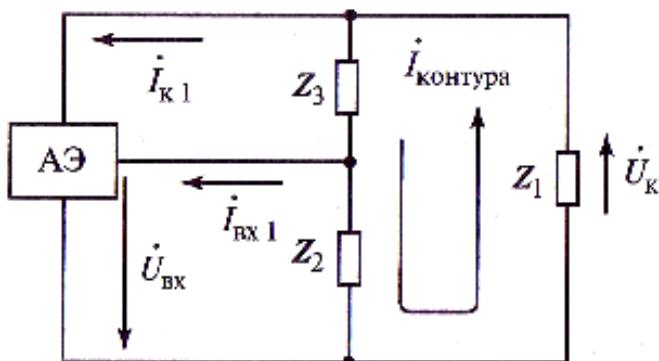
### 7.4.3. Обобщенная трехточечная схема

Если трехполюсник обратной связи в структурной схеме рис. 7.2 заменить П-образной эквивалентной схемой, то получится высокочастотная эквивалентная схема, показанная на рис. 7.20. Ее в теории автогенераторов называют *обобщенной трехточечной схемой* [4].

Если в схеме рис. 7.20 каждый из элементов  $Z_1, Z_2, Z_3$  представляет собою индуктивность, емкость или их последовательное соединение, то цепь обратной связи АГ является колебательным контуром, к которому частично подключены вход и выход АЭ. Такие АГ относятся к классу *одноконтурных*. С учетом потерь комплексные сопротивления этой схемы представим в виде:  $Z_i = r_i + jX_i$ , ( $i = 1, 2, 3$ ). Поскольку в АГ требуется высокодобротный контур, потери в элементах должны быть относительно малы, т. е. можно полагать

$$r_i \ll |X_i|, i=1,2,3. \quad (7.84)$$

Для сравнительного анализа трехточечных схем найдем выражения параметров схемы с идеальным трансформатором через  $Z_1, Z_2, Z_3$ . Согласно рис. 7.20 входное сопротивление цепи обратной связи и



**Рис. 7.20. Обобщенная трехточечная эквивалентная схема автогенератора**

оэффициент обратной связи, рассчитанные при  $I_{exl} = 0$ , находятся по формулам:

$$Z_\kappa^1 = \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \quad (7.85)$$

$$k_0 = -\frac{Z_2}{Z_2 + Z_3} \quad (7.86)$$

Отсюда

$$Z_y' = k_0 Z_\kappa^1 = -\frac{-Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \quad (7.87)$$

Сопротивление рассеяния  $Z_\sigma$  равно выходному сопротивлению колебательной системы при коротком замыкании коллекторной цепи.

Соответственно

$$Z_\sigma = \frac{Z_2 Z_3}{Z_2 + Z_3} = Z_2(1 + k_0) \quad (7.88)$$

Для одноконтурных трехточечных АГ при выполнении условия (7.84) коэффициент трансформации (7.86) с малой погрешностью можно считать вещественным и записать в виде

$$k_0 = -\frac{X_2}{X_2 + X_3} \quad (7.89)$$

а сопротивление рассеяния (7.88) — в виде  $Z_\sigma = jX_\sigma$ , причем

$$X_\sigma = \frac{X_1 X_3}{X_2 + X_3} = X_3(1 + k_0) \quad (7.90)$$

При обычно выполняющемся для рассматриваемого класса АГ в соответствии с (7.83), (7.85) можно положить

$$Z_\kappa = Z_\kappa^1 = \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \quad (7.91)$$

а с учетом (7.84)

$$Z_\kappa = \frac{X_1(X_1 - Z_\Sigma)}{jE_\Sigma + r_\Sigma} \quad (7.92)$$

где

$$X_\Sigma = X_1 + X_2 + X_3 \quad (7.93)$$

$$r_\Sigma = r_1 + r_2 + r_3 \quad (7.94)$$

Отметим, что в знаменателе выражения (7.92) сопротивлением  $r_s$  нельзя пренебрегать, поскольку при автоколебаниях на частоте, близкой к резонансной частоте контура, обычно  $\angle \varphi_f$ , а на резонансной частоте  $X\% = 0$ . Из (7.92), (7.93) вытекают следующие выражения для модуля  $Z_k$  и фазы  $\varphi_2$  в одноконтурной трехточечной схеме:

$$Z_k = |Z_k| = \frac{X_1(X_1 X_\Sigma)}{\sqrt{X_\Sigma^2 + r_\Sigma^2}} \quad (7.95)$$

$$\varphi_z = -\operatorname{arctg}(\frac{X_\Sigma}{r_\Sigma}) \quad (7.96)$$

Для коэффициента обратной связи (7.82) выражение через элементы обобщенной трехточечной схемы с учетом (7.89), (7.90) можно записать в виде

$$k = \frac{k_0}{1 + jS_{exl} X_2 (1 + k_0)} \quad (7.97)$$

а с учетом (7.93) вместо (7.89) запишем

$$k_0 = \frac{X_2}{X_1 - X_\Sigma} \quad (7.98)$$

Условие  $k_0 > 0$ , при котором построена схема с ИТ (рис. 7.18, *a*), выполняется в том и только в том случае, если реактивные сопротивления  $X_1$  и  $X_2$  имеют одинаковые знаки, т.е.

$$X_2/X_1 > 0, \quad (7.99)$$

поскольку при допущениях (7.84) и  $|X_\Sigma| < r_\Sigma$  знак знаменателя в (7.98) совпадает со знаком  $X_x$ . С учетом этого из (7.97) получим следующие выражения для модуля  $k$  и фазы  $\varphi_k$  коэффициента обратной связи:

$$k = \frac{k^0}{\sqrt{1 + S_{exl}^2 X_2^2 (1 + k_0)^2}} \quad (7.100)$$

$$\varphi_k = -\operatorname{arctg} S_{exl} X_2 (1 + k_0) \quad (7.101)$$

Выражения (7.95), (7.96), (7.100), (7.101) будут далее использованы при анализе уравнений баланса амплитуд (7.12) и баланса фаз (7.13) конкретных трехточечных схем.

Воспользуемся ими, чтобы рассмотреть важный для практики частный случай АГ с идеальным АЭ, у которого

$$\varphi_S = 0 \text{ и } S_{exl} = 0. \quad (7.102)$$

В этом случае, как видно из (7.101),  $\varphi_k = 0$ , и из уравнения баланса фаз (7.13) (при  $m = 0$ ) следует, что на частоте колебаний  $f_0$  в рассматриваемой схеме  $\varphi_Z = 0$ .

Как видно из (7.96), на этой частоте сумма реактивных составляющих сопротивлений трехточечной схемы равна нулю:

$$X_Z = X_1 + X_2 + X_3, \quad (7.103)$$

а выражения для  $k$  (7.97),  $Z_K$  (7.92) и  $Z_Y = kZ_k$  [см. (7.97), (7.92) и (7.14)] соответственно упрощаются и имеют вид:

$$k = X_2 / X_1 = k; \quad (7.104)$$

$$Z_k = X_1^2 / r_\Sigma = R_k \quad (7.105)$$

$$Z_y = X_1 X_2 / r_\Sigma = R_y \quad (7.106)$$

Таким образом, в рассматриваемом случае колебания в АГ происходят на резонансной частоте, практически равной частоте собственных колебаний контура без потерь с элементами  $jX_1, jX_2, jX_3$ . На этой частоте коэффициент обратной связи  $k$  (7.104), входное сопротивление колебательного контура  $R_K$  (7.105) и управляющее сопротивление  $R_y$  (7.106) являются вещественными величинами.

Выразим эти характеристики через используемые в теории радиотехнических цепей [20] параметры колебательного контура: полную индуктивность  $L_\Sigma$  полную емкость  $C_\Sigma$ , резонансную частоту

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{\sqrt{L_\Sigma C_\Sigma}} \quad (7.107)$$

характеристическое сопротивление

$$\rho = \omega_0 L_\Sigma = \frac{1}{\omega_0 C_\Sigma} = \sqrt{\frac{L_\Sigma}{C_\Sigma}} \quad (7.108)$$

добротность

$$Q = \rho / r_\Sigma \quad (7.109)$$

резонансное сопротивление

$$R_{oe} = \rho Q \quad (7.110)$$

Введем коэффициент включения контура в выходную цепь АЭ (между коллектором и эмиттером)

$$p = |X_1| // p \quad . (7.111)$$

Тогда выражения для  $R_K$  (7.105) и  $R_y$  (7.106) можно представить в следующем виде:

$$R_K = p^2 p Q = p X v \quad (7.112)$$

$$R_y = k p R_{oe}. \quad (7.113)$$

Именно в такой форме их чаще всего используют при расчете параметров и анализе режимов одноконтурных трехточечных АГ.

#### 7.4.4. Емкостная и индуктивная трехточки

Чтобы в трехточечной схеме рис. 7.20 могли возникнуть и существовать автоколебания, обратная связь в АГ должна быть положительной. Это значит, что должно выполняться условие

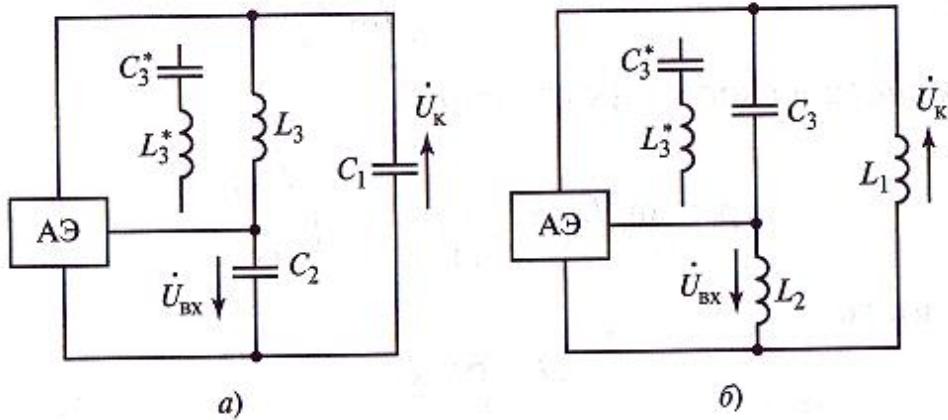
$$R_y > 0.$$

Как видно из (7.106), это условие выполняется тогда и только тогда, когда реактивные сопротивления  $jX_1$  и  $jX_2$  имеют одинаковый знак.

Если  $X_1 < 0$  и  $X_2 < 0$ , то эти сопротивления имеют емкостный характер и соответствующая схема называется *емкостной трехточкой* (ЕТ) [4]. В простейшем варианте, показанном на рис. 7.21, а, такая схема состоит из емкостей  $C_x$ ,  $C_2$  и индуктивности  $L_b$ .

Если  $X_1 > 0$  и  $X_2 > 0$ , то эти сопротивления имеют индуктивный характер и соответствующую схему называют *индуктивной трехточкой* (ИТ) [4].

Простейший вариант ИТ, показанный на рис. 7.21, б, состоит из индуктивностей  $L_x$ ,  $L_2$  и емкости  $C_3$ .



**Рис. 7.21. Высокочастотные эквивалентные схемы трехточечных автогенераторов:**  
а — емкостная трехточка; б — индуктивная трехточка

В АГ на биполярных транзисторах по схеме ЕТ вместо индуктивности  $L_3$ , как правило, включают последовательно соединенные индуктивность  $L_3$  и емкость  $C_3$ , имеющие на частоте  $I_0$  такое же реактивное сопротивление, как индуктивность  $Z_3$  (см. рис. 7.21, а). Аналогичную замену емкости  $C_3$  последовательно соединенными элементами  $C_3$ ,  $Z_{,3}$  делают в схеме ИТ (рис. 7.21, б). Как будет показано далее, это позволяет реализовать требуемые в соответствии с расчетом режима АГ значения  $R_K$  с использованием индуктивностей, позволяющих обеспечить на рабочей частоте достаточно высокую добротность контура.

Для расчета параметров схем ЕТ и ИТ формулы (7.107)–(7.112) необходимо дополнить выражениями для  $L_s$ ,  $C_f$ . Кроме того, для расчетов удобны вытекающие из (7.104), (7.111) выражения для  $k$  и  $p$  через параметры схем ЕТ и ИТ. Перечисленные соотношения имеют следующий вид.

Для *емкостной трехточки*:

$$L_\Sigma = L_3^*, C_\Sigma = \left[ \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right]^{-1}; \quad (7.114)$$

$$k = C_1 / C_2 \quad (7.115)$$

$$p = C_\Sigma / C_1 \quad (7.116)$$

Для *индуктивной трехточки*:

$$L_\Sigma = L_1 + L_2 + L_3^*, C_\Sigma = C_3 \quad (7.117)$$

$$k = L_2 / L_1 \quad (7.118)$$

$$p = L_1 / L_\Sigma \quad (7.119)$$

Опираясь на результаты примера расчета режима АГ, приведенного в конце п. 7.3.5, находим параметры колебательной системы такого АГ, предполагая, что он построен по схеме ЕТ с цепью  $Z_{,3}$ ,  $C_3$  между коллектором и базой. Отправным пунктом расчета является выбор индуктивности  $L_3$ .

Реализовать катушку индуктивности с достаточно высокой добротностью можно, если модуль ее реактивного сопротивления на час-

тоте колебаний лежит в пределах от 200 до 500 Ом. В соответствии с (7.114), (7.108) выберем  
 $p_0 = (\omega_0 Z_1) = 2\pi f_0 = 200$  Ом

и при  $f_0 = 50$  МГц из этого равенства и из (7.108) найдем

$$L_3 = L_T = 640 \text{ нГн}; C_\Sigma = 16 \text{ пФ}.$$

Предположим, что реализованная индуктивность имеет собственную добротность  $Q_L = 100$  и эта добротность равна добротности ненагруженного контура  $Q_0$ , так что

$$Q_0 = Q_L = 100$$

При выбранном КПД контура  $\eta_k = 0,4$  добротность нагруженного контура находится по формуле (7.60), в соответствии с которой получим

$$Q = 60.$$

При найденных  $p$  и  $Q$  из (7.110) определяем

$$R_{oe} = 12 \text{ кОм}.$$

По известному из расчета режима  $R_K = 245$  Ом и найденному  $R_{oe}$  из (7.112) получаем  
 $= 0,143$ .

Далее по (7.116) при известном  $C_z$  находим  
 $C_1 = C_\Sigma / p = 112 \text{ пФ},$

и из (7.115) при известном  $k = 0,1$

$$C_2 = C_1 / k = 1120 \text{ пФ}.$$

В заключение из (7.114) находим

$$C^*_3 = \left[ \frac{1}{C_\Sigma} - \frac{1}{C_1} - \frac{1}{C_2} \right]^{-1} = 19 \text{ пФ}$$

Таким образом, приведенные выше соотношения позволяют по результатам расчета режима найти все параметры высокочастотной эквивалентной схемы одноконтурного АГ.

Вопрос о том, какую из трехточек следует брать за основу при построении реальных схем, решается по-разному. Решение зависит от рабочей частоты, требований к допустимой нестабильности частоты и к полосе перестройки, заданной мощности в нагрузке, ограничений на элементную базу и, в частности, на доступный набор АЭ

и индуктивных элементов, от требований к допустимому уровню высших гармоник в спектре выходного колебания. На практике маломощные АГ в настоящее время чаще выполняют на основе ЕТ. В этой схеме при прочих равных условиях может быть обеспечена более высокая стабильность частоты и более низкий уровень высших гармоник в спектре выходного колебания. Более подробное сравнение этих схем по названным показателям качества приводится далее в связи с изучением проблем нестабильности частоты автоколебаний.

#### **7.4.5. Цепи питания, смещения и связи с нагрузкой в схемах автогенераторов**

Как отмечено в п. 7.4.1, цепи питания и смещения должны быть подключены к части схемы АГ, предназначеннной для генерации высокочастотных колебаний так, чтобы обеспечить протекание необходимых в соответствии с расчетным режимом постоянных составляющих коллекторного и базового токов. (Если это требование выполнено для названных токов, то оно выполнено и для тока эмиттера.) При этом подключение цепей питания и смещения не должно заметно изменять параметры высокочастотной эквивалентной схемы.

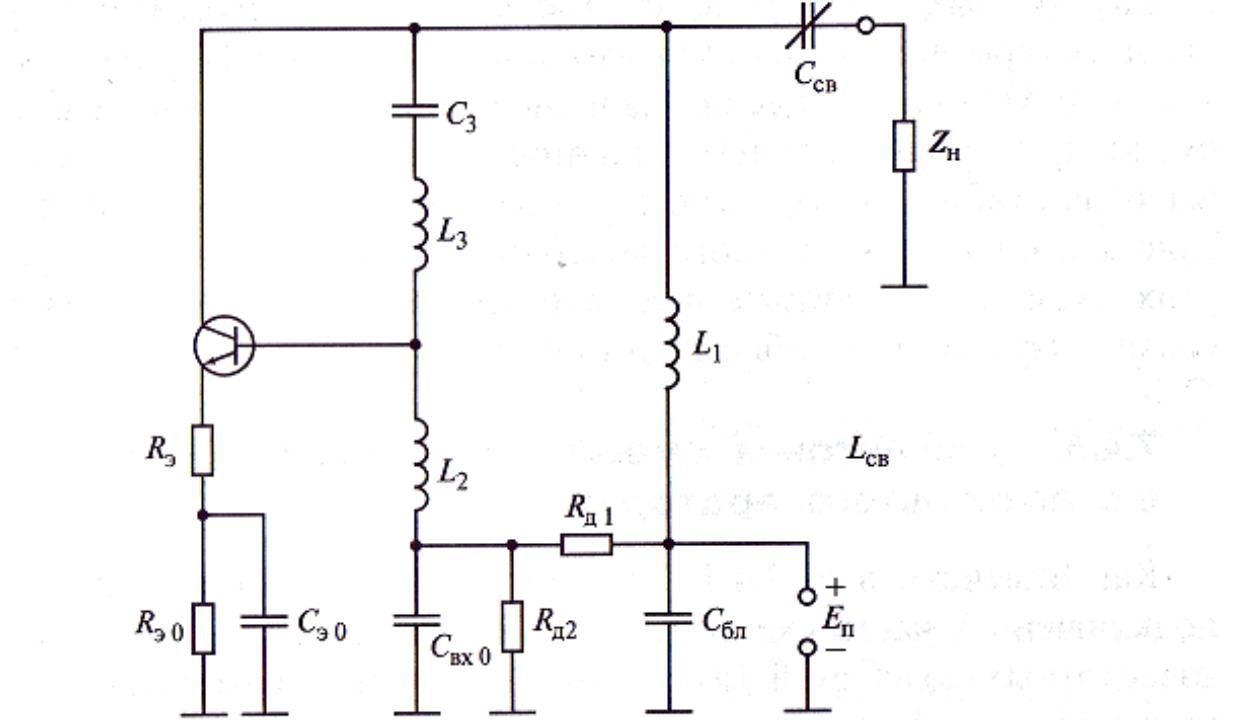
Кроме того, как часть более общей схемы АГ должен иметь некоторую точку «заземления» по высокой частоте, т. е. точку, высокочастотное напряжение которой относительно линии нулевого потенциала общей схемы (т.е. относительно земли), равно нулю. К этой точке в большинстве случаев подключен один вывод цепи внешней нагрузки АГ, в которую должно передаваться колебание. Точка заземления АГ по высокой частоте должна быть выбрана.

Питание АГ в большинстве случаев обеспечивается от общего с другими функциональными узлами источника, и полярность напряжения питания относительно земли, как правило, задана. Чаще всего заземляется отрицательный полюс источника напряжения питания. Полярность питающего напряжения  $E_n$  в этом случае является положительной.

Рассмотрим несколько примеров построения полных схем АГ.

Предположим, что в схеме ИТ используется АЭ в виде транзистора с дополнительным сопротивлением в цепи эмиттера (см. рис. 7.17), внешний вывод которого предполагается заземлить по высокой частоте. Тогда точка соединения индуктивностей  $L_x$  и  $L_2$  также должна быть заземлена по высокой частоте. Если источник питания  $E_n$  имеет положительную полярность, то простейший вариант полной схемы выглядит так, как показано на рис. 7.22.

В этой схеме используется последовательное включение источника питания цепи коллектора. При этом ток колебательного контура



**Рис. 7.22. Пример автогенератора по схеме индуктивной трехточки с общим эмиттером, последовательным питанием цепей коллектора и базы и емкостной связью с нагрузкой**

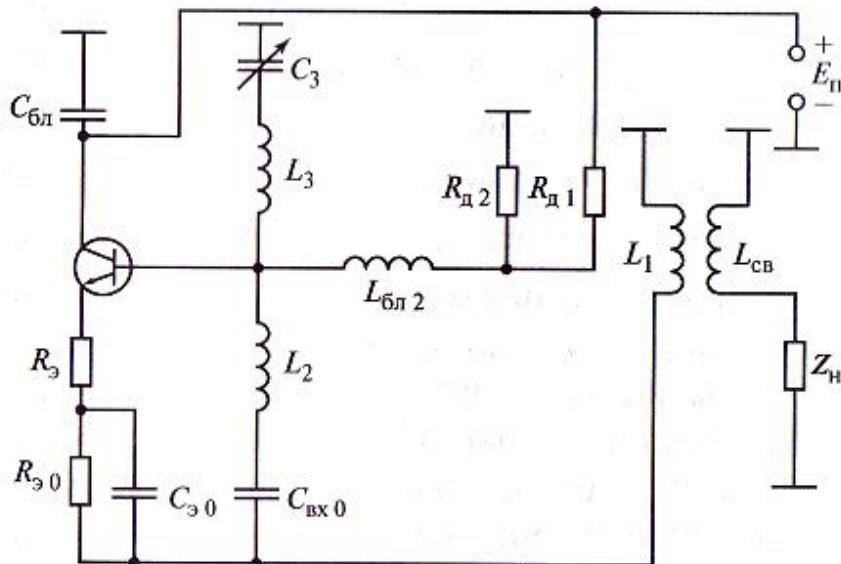
протекает через блокировочную емкость \$C\_{бл}\$. Для подачи напряжения начального смещения на цепь базы (см. рис. 7.8) также используется последовательная схема. Напряжение начального смещения задается общим источником питания \$E\_n\$ и делителем напряжения на сопротивлениях \$R\_{д1}\$ и \$R\_{д2}\$. Точка подключения выхода делителя к индуктивности \$L\_2\$ заземлена по высокой частоте через емкость \$C\_{вх\ 0}\$, через которую так же, как и через \$C\_{бл}\$, протекает контурный ток.

Параметры цепи базового автосмещения, показанные на рис. 7.8, в данной схеме определяются формулами:

$$E_{n.c} = \frac{R_{д2}}{R_{д1} + R_{д2}} E_n; R_{exl} = \frac{R_{д1} R_{д2}}{R_{д1} + R_{д2}} E_n$$

Заземление эмиттера (точнее, нижнего вывода резистора \$R\_3\$) по высокой частоте реализовано через емкость \$C\_0\$.

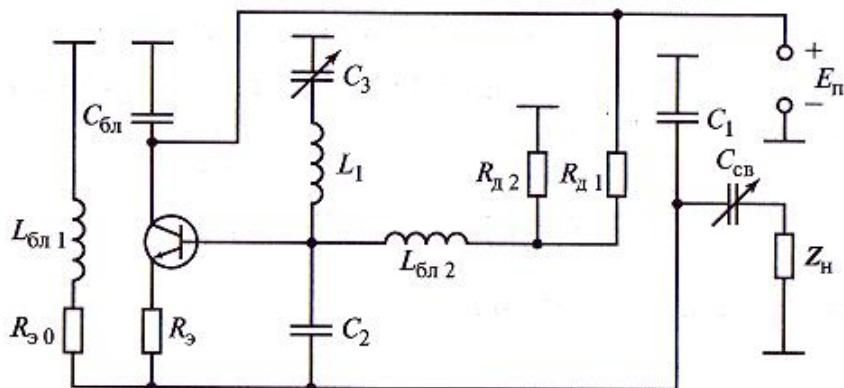
В АГ с перестройкой по частоте емкостью \$C\_3\$ часто требуется обеспечить заземление одного из выводов этой емкости как по постоянному напряжению, так и по высокочастотному. Это требование выполняется в схеме рис. 7.23. В этой схеме коллектор транзистора заземлен по высокой частоте через блокировочную емкость \$C\_{бл}\$, так что питание цепи коллектора является последовательным. Однако подключить источник начального смещения в точку почти нулевого высокочастотного напряжения в этой схеме не удается. Поэтому



**Рис. 7.23. Пример автогенератора по схеме индуктивной трехточки с общим коллектором, последовательным питанием цепи коллектора, параллельным питанием цепи базы и трансформаторной связью с нагрузкой**

выход делителя напряжения на сопротивлениях  $R_R|R_{R2}$  следует подключать к индуктивности  $L_2$  через блокировочную индуктивность (вариант параллельного питания). В противном случае выходное сопротивление делителя будет подключено по высокой частоте параллельно индуктивности  $+L_2$  и внесет дополнительные потери в колебательный контур. В этой схеме использована трансформаторная связь с нагрузкой  $Z_H$ , которая подключена параллельно индуктивности связи  $L_{CB}$ .

Схема емкостной трехточки, аналогичная показанной на рис. 7.23, приведена на рис. 7.24. В этой схеме приходится использовать параллельное подключение цепей питания и начального смещения через блокировочные индуктивности  $L_{BL1}$  и  $L_{BL2}$ . Блокировочная индук-



**Рис. 7.24. Пример автогенератора по схеме емкостной трехточки с общим коллектором, параллельным питанием цепей коллектора и базы и емкостной связью с нагрузкой**

тивность  $L_{6\text{л}1}$  обеспечивает прохождение постоянной составляющей тока эмиттера и предотвращает шунтирование емкости  $C_x$  колебательного контура сопротивлением автосмещения  $R_{30}$ . В этих условиях нет необходимости в емкости  $C_{30}$ , шунтирующей  $R_{30}$ . Однако на инерционность цепей автосмещения влияют емкости  $C_1$ ,  $C_2$  и  $C_3$ . Здесь, как и в схеме рис. 7.22, использована емкостная связь с нагрузкой.

Приведенные примеры иллюстрируют принципы построения схем АГ.

Принципы выбора параметров блокировочных элементов аналогичны изложенным в параграфах, посвященных схемам генераторов с внешним возбуждением: должно быть оценено влияние подключаемых элементов на работу АГ по высокой частоте и обеспечено малое изменение параметров высокочастотной эквивалентной схемы. Кроме того, необходимо оценивать влияние выбора блокировочных элементов на инерционность цепей автосмещения для обеспечения устойчивости стационарного режима (см. п. 7.3.3).

## 7.5. Регулировочные характеристики автогенераторов

Под регулировочными характеристиками АГ понимают зависимости параметров стационарного режима от параметров одного из элементов схемы. Эти характеристики дают представление о влиянии элементов выбранной схемы на частоту и режим автоколебаний. Опираясь на них, можно выбрать наиболее удобный алгоритм получения требуемых значений частоты и амплитуды выходных колебаний при наличии неизбежного разброса параметров активных и пассивных компонентов схемы и, в частности, выбрать параметры, которые следует изменять в процессе регулировки схемы АГ.

Рассмотрим в качестве примера регулировочные характеристики АГ по схеме ЕТ с последовательно соединенными емкостью  $C_3$  и индуктивностью  $Z_3$  между коллектором и базой (см. рис. 7.21, *a* и рис. 7.24). Из (7.107), (7.113) и (7.114)–(7.116) получим выражения для частоты автоколебаний

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_3} \left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right)} \quad (7.120)$$

и управляемого сопротивления

$$R_y = \sqrt{\left( \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3} \right)^{-\frac{3}{2}}} \frac{1}{C_1 C_2} \sqrt{L_3 Q}. \quad (7.121)$$

Здесь считаем, что  $\varphi_5 = 0$  и  $\varphi_k = 0$ .

Предположим, что регулирующим параметром является емкость  $C_1$ . Остальные параметры будем считать постоянными, так же как и добротность контура  $Q$ . Зависимости управляющего сопротивления и частоты колебаний от  $C_1$  показаны на рис. 7.25.

По зависимости  $R_y(C_1)$  (рис. 7.25, а) можно определить границы области  $C_{1\min} < C_1 < C_{1\max}$ , в которой выполнено условие самовозбуждения.

Максимальное значение  $R_y$  достигается при  $C_1 = \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}$

Используя нагрузочную характеристику рис. 7.16, можно затем получить зависимость амплитуды колебаний  $U_{\text{вх}}$  от  $C_1$  (однозначно она находится по рис. 7.16 только в области недонапряженного режима.) Из рис. 7.25, б видно, как изменяется частота автоколебаний при изменении  $C_1$ . Из рассмотренного выше примера расчета АГ можно сделать вывод, что в реальных схемах генераторов на биполярных транзисторах емкость

$C_1 \gg \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}$ . В этой области изменения  $C_1$  (см. рис. 7.25) позволяет

существенно изменять запас по

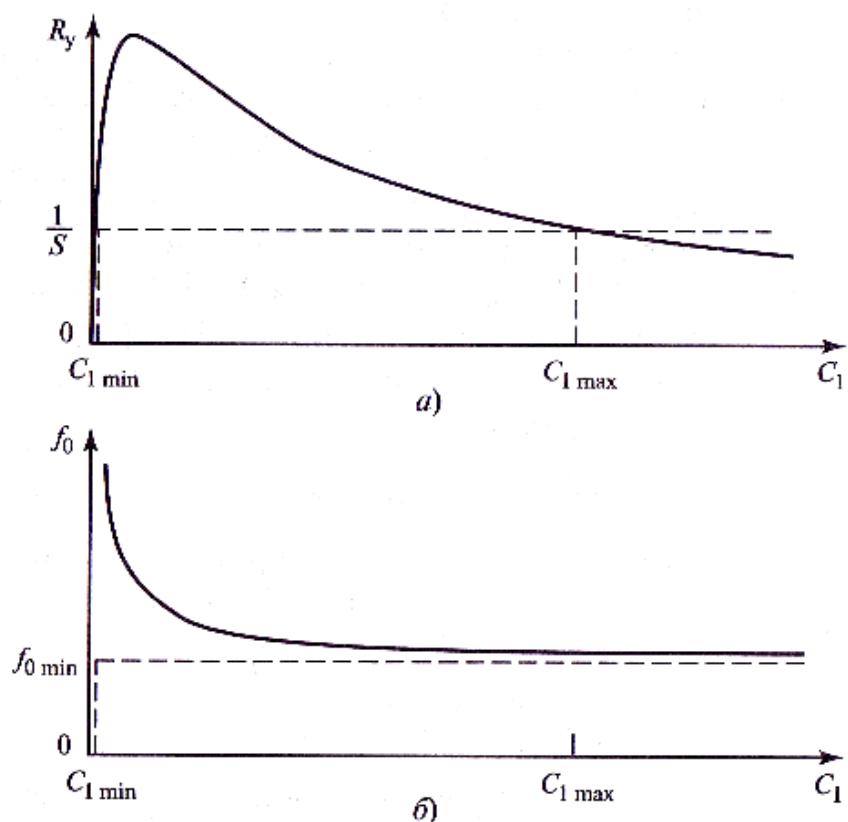


Рис. 7.25. Зависимости управляющего сопротивления (а) и частоты колебаний (б) от емкости  $C_1$  в автогенераторе по схеме емкостной трехточки, показанной на рис. 7.24

самовозбуждению и амплитуду колебаний при слабом влиянии на их частоту

Аналогичным образом с помощью выражений (7.120), (7.121) можно проанализировать зависимости управляющего сопротивления и частоты автоколебаний от емкости  $C_3$  в схеме рис. 7.24 и выяснить, как будет изменяться запас по самовозбуждению при перестройке АГ в некотором диапазоне частот с помощью емкости  $C_3$ .

## 7.6. Нестабильность частоты автоколебаний

Частота АГ  $f$  непрерывно изменяется по различным причинам, объединяемым общим названием дестабилизирующие факторы. Их можно разделить на две группы, действующие на  $f_T$  двумя путями: 1) изменение резонансной частоты контура; 2) изменение фазового набега в кольце положительной обратной связи. Первая группа обычно включает в себя климатические факторы (температуру, влажность, атмосферное давление) и факторы механического воздействия окружающей среды (вибрации, акустическое воздействие, ускорения). Вторая группа факторов представлена в основном внутренними шумовыми процессами в АЭ и других элементах схемы АГ, а также нестабильностями источников питания. Указанное деление в значительной мере условно. Например, в АГ на биполярном транзисторе случайное отклонение  $E_k$  сначала быстро изменяет  $f_T$  вследствие зависимости от  $E_k$  значений  $\phi_5$ ,  $q > k$  и барьерной емкости коллекторного перехода, а затем настает очередь более инерционных откликов, порожденных сдвигом теплового баланса.

Рассмотрим более подробно влияние на нестабильность частоты фазовых сдвигов по кольцу положительной обратной связи. Используя уравнение баланса фаз (7.13) при  $m = 0$ , записываем следующее уравнение для частоты генерации  $f_r$ :

$$\varphi_z(f_e) = -(\varphi_s + \varphi_k) \quad (7.122)$$

Ограничиваюсь рассмотрением одноконтурных АГ, представляем фазочастотную характеристику  $\sigma^A \mathbf{L}$  (7.96) в виде

$$\varphi_z(f_e) = \operatorname{arctg} \frac{2Q(f_e - f_0)}{f_0} \quad (7.123)$$

Подставляя (7.123) в (7.122) и решая полученное уравнение относительно  $f_r$ , получаем

$$f_e = f_0 + \left( \frac{f_0}{2Q} \right) \operatorname{tg}(\varphi_s + \varphi_k) \quad (7.124)$$

Из (7.124) видно, что нестабильности фазового сдвига изменяют отклонение частоты генерации от резонансной частоты контура и эти изменения тем значительнее, чем ниже добротность контура.

Для относительных изменений частоты генерации, обусловленных малыми нестабильностями резонансной частоты  $\Delta f_0$ , и для сдвигов фаз  $\Delta\varphi_s^A$ ,  $\Delta\varphi_k^A$  из (7.124) вытекает следующее выражение:

$$\frac{\Delta f_e}{f_e} = \frac{f_0}{f_0} + \frac{1}{2Q\cos^2(\varphi_s + \varphi_k)} (\Delta\varphi_s + \Delta\varphi_k) \quad (7.125)$$

Из (7.125) видно, что нестабильности частоты, обусловленные изменением фазовых сдвигов по кольцу обратной связи, тем больше, чем больше по абсолютному значению суммарный фазовый сдвиг по кольцу  $|\varphi_s + \varphi_k|$  на частоте генерации. Увеличение  $|\varphi_s + \varphi_k|$  уменьшает знаменатель множителя при  $(\Delta\varphi_s + \Delta\varphi_k)$

в (7.125). Физически это отражает уменьшение крутизны фазочастотной характеристики контура при отклонении частоты генерации  $f_e$  от резонансной частоты  $f_0$ .

Следует отметить, что при работе на частотах, при которых фаза крутизны АЭ достигает значений  $\varphi_s = -20^\circ$  (что при расчете режима АГ не приводит к значительным поправкам), и при ненулевой входной проводимости АЭ  $S_{Bx}$  проявляется заметная разница между схемами ИТ и ЕТ в чувствительности частоты генерации к нестабильностям фазовых сдвигов по кольцу обратной связи. Эта разница связана с разными знаками фазы коэффициента обратной связи  $\varphi_k$  (7.101) в этих схемах.

В ИТ  $X_\sigma > 0$  и  $\varphi_k < 0$ , поэтому отрицательные сдвиги фаз  $\varphi_s$  и  $\varphi_k$  при суммировании дают  $|\varphi_s + \varphi_k| = |\varphi_s| + |\varphi_k|$ .

В ИТ  $X_\sigma < 0$  и  $\varphi_k > 0$ , поэтому  $|\varphi_s + \varphi_k| = //\varphi_s// + //\varphi_k//$ . Если  $\varphi_s = -20^\circ$ , а  $|\varphi_k| = 15^\circ$ , то в ИТ  $|\varphi_s + \varphi_k| = 35^\circ$  и множитель  $1/\cos^2(\varphi_s + \varphi_k) = 1,49$ .

В ЕТ  $|\varphi_s + \varphi_k| = 5^\circ$  и этот множитель

практически равен единице. Таким образом, даже при таком малом значении  $\varphi_s$  чувствительность ИТ к нестабильностям фазовых сдвигов по кольцу в 1,5 раза выше, чем чувствительность ЕТ. С увеличением запаздывания по фазе это различие становится еще более заметным и возможность компенсации этого запаздывания фазовым

сдвигом в ЕТ становится существенным ее преимуществом перед ИТ. Для повышения стабильности частоты (снижения нестабильности частоты) в соответствии с (7.125) необходимо:

- повышать эталонность контура, т. е. обеспечивать большее постоянство  $f$ ;
- выбирать режим работы АЭ с минимальными  $\Delta\varphi_s$  (как правило, это недонапряженный режим);
- работать на наиболее крутом участке ФЧХ контура в точке  $f_r = f_0$ , добиваясь полного фазирования с помощью дополнительного фазовращателя между контуром и управляющим электродом АЭ;
- увеличивать добротность нагруженной колебательной системы АГ. Последнее требование обычно наиболее эффективно достигается путем подключения дополнительного высокодобротного контура.

## 7.7. Кварцевая стабилизация частоты

В настоящее время наиболее распространенным методом стабилизации частоты автоколебаний является использование кварцевых резонаторов, сочетающих в себе существенно лучшую эталонность с огромной по сравнению с ZC-контуром добротностью.

*Кварцевый резонатор* (КР) диапазона радиочастот чаще всего выполняется в виде тонкой пластинки прямоугольной или круглой формы, вырезанной из моноокристалла кварца  $\text{SiO}_2$  под определенными углами относительно кристаллографических осей. Значения этих углов определяют тип среза. Наиболее распространены кварцевые резонаторы АТ- и СЦ-срезов. На противоположные грани пластинки наносятся металлические электроды, обеспечивающие связь внешней электрической цепи с механическими колебаниями пластинки. Взаимосвязь возникает благодаря наличию у кварца прямого и обратного пьезоэффеクトов. Для защиты от окружающей среды кварцевая пластинка вместе с элементами крепления помещается в вакуумированный металлический, керамический или стеклянный корпус.

В радиочастотном диапазоне в КР используются колебания сдвига по толщине. Механический (а значит, и электрический) резонанс наступает каждый раз, когда по толщине пластинки укладывается целое число акустических полуволн  $\lambda_{\text{ак}}/2$ . Однако разность потенциалов между электродами появляется, только если число акустических полуволн нечетное. Поэтому внешняя цепь реагирует лишь на нечетные механические резонансы, частоты которых отвечают ряду:  $f_l$  (основной резонанс; самая низкая частота;  $\lambda_{\text{ак}}/2$  на толщине плас-

тинки)  $f_3 \approx 3f_1$ ,  $f_5 \approx 5f_1$ ,  $f_7 \approx 7f_1$  и т.д. (рис. 7.26, б). Полная эквивалентная схема КР отображает существование как основного тона механических колебаний, так и ряда обертонов. В приближенной эквивалентной схеме (рис. 7.26, в) учтены лишь колебания на основном тоне.

Повышение частоты автоколебаний обеспечивается возбуждением КР на обертонах. На практике используются колебания с номером механической гармоники и до 11 или даже до 15, что позволяет получать от АГ с КР частоты порядка 150...250 МГц. Дальнейшее наращивание частоты, если это необходимо, достигается применением умножителей частоты.

Обсуждаемые КР представляют собой класс пьезоэлектрических резонаторов с объемными колебаниями. Кроме них в технике стабилизации частоты используются пьезоэлектрические резонаторы на поверхностных акустических волнах (ПАВ-резонаторы), применяемые в АГ с частотами от десятков мегагерц до 2 ГГц. Их изучение выходит за рамки данного учебного пособия, краткие сведения о них есть в учебнике [1, с. 151—152]. Первое практическое применение КР для стабилизации частоты лампового АГ датировано 1918 г., а с 1926 г. началось использование АГ с КР в передатчиках вещательных и связных радиостанций.

Современные АГ с кварцевой стабилизацией частоты (КАГ) делятся на несколько классов по уровню стабильности. Самые простые обеспечивают  $\Delta f / f$  на уровне  $10^{-5} \dots 10^{-6}$ , более дорогие — от  $10^{-7} \dots 10^{-8}$  до  $10^{-9} \dots 10^{-10}$ . Рекордные результаты  $\Delta f / f = (2 \dots 3)10^{-13}$  получены во Франции (Р. Бессон). Существенным недостатком КАГ является *старение* КР, проявляющееся в медленном (порядка  $10^{-8}$  за год у хороших КР) дрейфе резонансной частоты, поэтому для прецизионных КАГ требуется

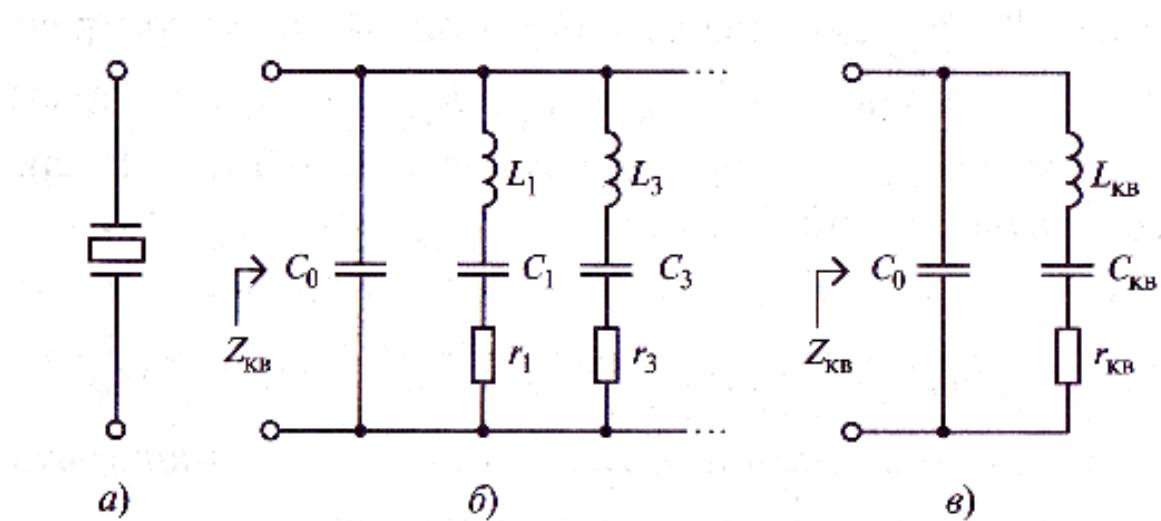


Рис. 7.26. Условное изображение кварцевого резонатора (а), его полная (б) и приближенная (в) эквивалентные схемы

периодическая сверка с более стабильными квантовыми эталонами частоты.

Практически важен учет влияния на частоту КР температуры, ускорений и уровня колебаний. Последний эффект вынуждает ограничивать рассеиваемую на КР мощность уровнем 0,1... 1 мВт для резонаторов АТ-среза и примерно втрое большей мощностью для КР со срезом типа СЦ, поэтому выходная мощность КАГ, как правило, не превышает 10 мВт.

Эквивалентная схема КР, показанная на рис. 7.26, б, содержит статическую емкость  $C_0 = 1 \dots 8 \text{ пФ}$  и бесконечный набор динамических ветвей в виде последовательных резонансных контуров, соответствующих конкретным резонансам. Значение  $C_0$  складывается из емкости между электродами и емкости кварцодержателя и монтажных элементов в пределах корпуса КР. Индуктивность динамической ветви характеризует инерционные, емкость — упругие свойства кварцевой пластины, а сопротивление — потери энергии при колебаниях.

Вблизи выбранной резонансной частоты эквивалентная схема КР упрощается и принимает вид одиночного параллельного контура с неполным емкостным включением (см. рис. 7.21, в). Однако параметры этого эквивалентного контура весьма необычны. Кварцевый резонатор высокого качества имеет «потенциал резонатора»  $f_0 Q_0 \approx (1 \dots 2,5) 10^{13}$ , если измерять частоту в герцах. Это означает, что, например, на частоте 1 МГц собственная добротность КР  $Q_{KB}$  может достигать 10...25 млн. У КР массового применения добротность может быть в десятки раз ниже приведенных значений. Однако и в этом случае  $Q_{KB}$  остается в тысячи раз выше добротности обычного ZC-контура.

Добротность  $Q_{KB}$ , сопротивление потерь  $r_{KB}$  и характеристическое сопротивление КР  $p_{KB}$  связаны между собой обычным для резонансного контура соотношением  $Q_{KB} = p_{KB} / r_{KB}$ . Согласно справочным данным сопротивление потерь динамической ветви КР среднего качества составляет 5...50 Ом.

Поскольку

$\rho_{KB} = \omega_{KB} L_{KB} = 1 / (\omega_{KB} C_{KB}) = (L_{KB} / C_{KB})^{1/2}; \omega_{KB} = 2\pi f_{KB}$  то можно сделать количественные оценки  $L_{KB}, C_{KB}$ .

Типичные значения параметров КР лежат в следующих пределах:

$$p_{KB} = 10^6 \dots 10^9 \text{ Ом}; L_{KB} = 10^{-2} \dots 10 \text{ Гн}; C_{KB} = 10^{-2} \dots 10^{-5} \text{ пФ}.$$

Соответственно коэффициент включения КР  $p_{KB} \approx C_{KB}/C_0 \approx 10^{-3} \dots 10^{-5}$ .

Контур с неполным включением имеет две резонансные частоты. Более низкая  $\omega_{KB} = 2\pi f_{KB} = (L_{KB}C_{KB})^{-1/2}$  соответствует частоте последовательного резонанса динамической ветви КР на выбранном типе колебаний и называется *частотой кварца*. Вторая частота — это *частота параллельного резонанса*

$$\omega_n = 2\pi f_n = [L_{KB}C_{KB}C_0/(C_0 + C_{KB})]^{1/2} \approx \omega_{KB}(1 + \rho_{KB}/2) \quad (7.126)$$

Комплексное сопротивление КР вблизи параллельного резонанса описывается выражением

$$Z_{KB}(f) = R_{KB}(f) + jX_{KB}(f) \approx -jX_0 + R_n/[1 + j(\alpha - \alpha_n)] \quad (7.127)$$

где  $X_0 = 1/(\omega_{KB}C_0)$  — модуль сопротивления связи КР с внешней цепью;  $R_n = \rho_{KB}^2 \rho_{KB} Q_{KB} = X_0^2 / r_{KB}$  — резонансное сопротивление эквивалентного параллельного контура;

Значение  $\Delta f_{п,п}$  относительно невелико и колеблется от сотен герц до единиц килогерц. Однако огромная добротность КР приводит к тому, что две резонансные частоты (последовательного и параллельного резонансов) сильно разнесены в масштабе обобщенной расстройки:  $a_n$  составляет десятки и сотни единиц.

В окрестности частоты последовательного резонанса КР  $f_{KB}$  для приближенного описания  $Z_{KB}(f)$  более удобно соотношение

$$Z_{KB}(f) \approx r_{KB}(1 + j\alpha)/(1 - \tau_0\alpha + j\tau_0) \quad (7.128)$$

Параметр  $\tau_0 = r_{KB}/X_0 = \omega_{KB}C_0r_{KB}$ , обычно  $\tau_0 \ll 1$ .

Частотные характеристики вещественной  $R_{KB}(f)$  и мнимой  $X_{KB}(f)$  частей комплексного сопротивления представлены соответственно на рис. 7.27, *a*, *б*, причем для наглядности существенно занижено реальное огромное различие между  $r_{KB}$  и  $R_n$ .

Максимальное значение  $X_{KB}$

$$X_{KB\max} = -X_0 + R_n/2 \quad (7.129)$$

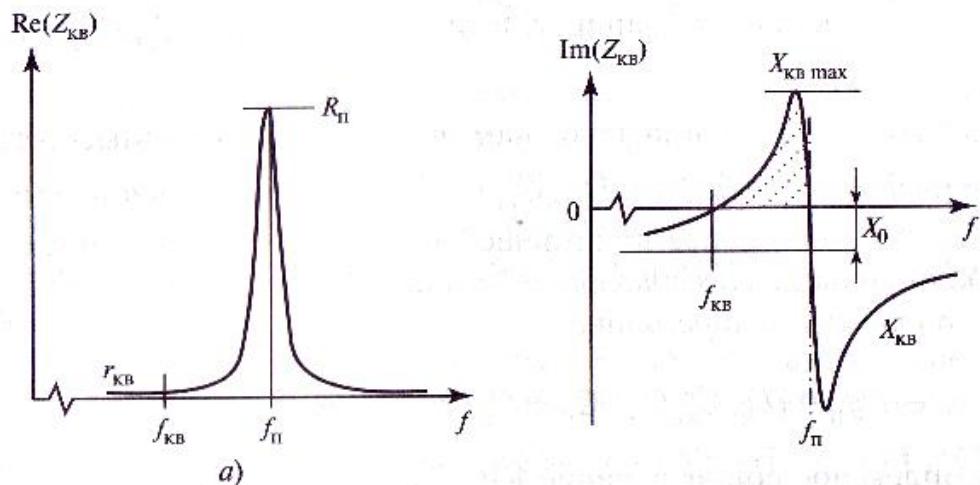


Рис. 7.27. Частотные характеристики составляющих комплексного сопротивления кварцевого резонатора

Согласно (7.127), (7.128) КР может иметь реактивное сопротивление индуктивного характера только между  $f_{\text{кв}}$  и  $f_{\text{n}}$ .

При изменении номера  $n$  рабочей моды (обертона) КР выполняются приближенные соотношения  $f_{\text{кв}} \text{ ос } n$ ,  $p_{\text{кв}} \text{ ос } n$ ,  $r_{\text{кв}} \text{ ос } n^2$ .

Здесь «ос» — символ, означающий «пропорционально». Поскольку  $X_0 \text{ ос } n^{-1}$ , то

$$f_{\text{кв}} \text{ ос } n, p_{\text{кв}} \text{ ос } n, r_{\text{кв}} \text{ ос } n^2 \quad . \quad (7.130)$$

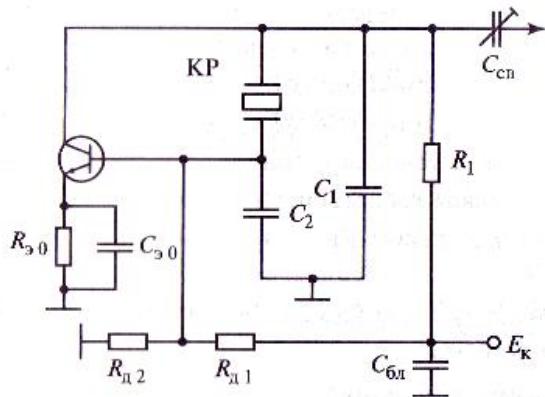
С увеличением номера обертона  $n$  интервал, в котором  $X_{\text{кв}}$  имеет индуктивный характер, сначала сужается, а потом вовсе исчезает, поскольку значение  $X_{\text{кв}}$  так становятся отрицательным.

Простейшие схемы КАГ строятся на основе трехточек, в которых КР замещает одну из индуктивностей контура (так называемые *осцилляторные схемы*). Реально применяется емкостная трехточка как более стабильная. Колебания возникают на основной (самой низкой) частоте КР, так как относительно малое  $r_{\text{кв}}$  на этом резонансе обеспечивает данному колебанию преимущество по значению фактора регенерации.

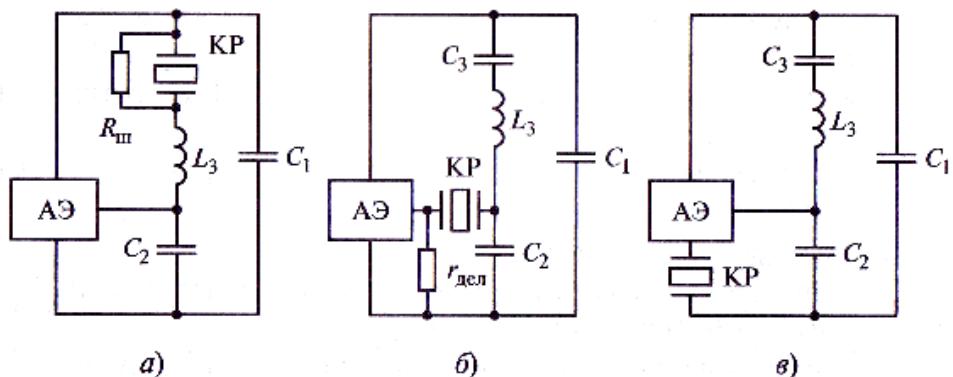
Пример практического выполнения схемы КАГ приведен на рис. 7.28. Ее особенность состоит в замене блокировочного дросселя в цепи питания коллектора на резистор  $R_1$  что способствует повышению стабильности частоты.

Чтобы возбудить колебания на одной из высших резонансных мод КР, схему КАГ выполняют двухконтурной. «Собственный» контур трехточки, имеющий  $Q \approx 50 \dots 100$ , играет роль «грубого» фильтра, вырезающего полосу частот порядка 1...2%, в пределах которой

$R$ ,



**Рис. 7.28. Пример схемы автогенератора с кварцевым резонатором, включенным междуколлектором и базой**



**Рис. 7.29. Основные варианты схем кварцевых автогенераторов, в которых обеспечивается возбуждение автоколебаний на высших механических гармониках КР**

только и возможна сильная положительная обратная связь, а высоко-добротный резонанс КР, попадающий в выделенную «грубым» фильтром полосу частот, обеспечивает генерирование стабильного колебания. Основные варианты таких схем представлены на рис. 7.29. Это схема с КР в контуре (рис. 7.29, *а*), схема с КР в цепи положительной обратной связи (рис. 7.29, *б*), схема с КР в цепи отрицательной обратной связи (схема Батлера; рис. 7.29, *в*). Методы расчета этих схем изложены в учебном пособии [11].

## Контрольные вопросы и задания

1. Объясните назначение автогенератора в передатчике.
2. Какими параметрами характеризуется выходной сигнал автогенератора? Какие характеристики АГ наиболее важны?
3. Что такое усиление по кольцу обратной связи АГ? Напишите и объясните уравнение стационарного режима АГ.
4. Как записывается и что определяет уравнение баланса фаз?

5. Как записывается и что определяет уравнение баланса амплитуд? Чем отличается условие самовозбуждения от уравнения баланса амплитуд?
6. Что такое коэффициент обратной связи АГ?
7. Что такое управляющее сопротивление АГ?
8. Назовите необходимые условия устойчивости стационарного режима АГ.
9. Что такое колебательная характеристика АЭ в АГ?
10. Что такое диаграмма срыва? Как использовать ДС для анализа стационарного режима АГ?
11. Нарисуйте семейство ДС: а) при различных  $R_K$  и постоянном  $k$ ; б) при различных  $k$  и постоянном  $R_K$ .
12. Что такое диаграмма смещения? Как использовать ДСм. для анализа стационарного режима АГ?
13. Приведите примеры использования аппарата ДС-ДСм. для построения нагрузочных и регулировочных характеристик АГ.
14. Что такое самомодуляция и прерывистая генерация? Какие факторы способствуют их возникновению? Как их устранять?
15. Перечислите основные типы схем одноконтурных АГ. Нарисуйте их эквивалентные схемы.
16. Какая из трехточечных схем лучше для генерации колебаний с высокой стабильностью частоты?
17. Как построить цепь отбора полезной мощности от АГ?
18. Приведите уравнение, определяющее нестабильность частоты АГ. Перечислите основные дестабилизирующие факторы.
19. Какие рекомендации можно дать для повышения стабильности частоты АГ?
20. Перечислите отличительные свойства кварцевого резонатора (КР). Нарисуйте частотные характеристики полного сопротивления КР. Как зависят параметры КР от номера механической гармоники?
21. Перечислите основные схемы АГ с кварцевой стабилизацией частоты. Как гарантировать возбуждение автоколебаний на одной из высших механических гармоник КР?

## Глава восьмая

# ФОРМИРОВАНИЕ СИГНАЛОВ С УГОЛОВОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ

---

### 8.1. Основные характеристики радиосигналов с угловой модуляцией

Благодаря высокой помехоустойчивости угловая модуляция применяется в системах низовой радиосвязи различных диапазонов частот, в радиовещании на метровых волнах, в звуковом сопровождении телевизионного вещания, в наземной радиорелайной связи прямой видимости, сотовой, тропосферной и космической связи. Кроме того, она используется в радиотелеметрии, системах радиоуправления, некоторых системах радионавигации и радиолокации. Телеграфные сигналы и цифровая информация в настоящее время передаются преимущественно путем частотной и фазовой манипуляций.

Известно, что угловая модуляция обеспечивает лучшую помехоустойчивость и более высокие энергетические характеристики, чем АМ, однако для этого ей требуется большая необходимая полоса частот (НПЧ). В последнее время в целях экономии радиоспектра ведутся работы по исследованию и внедрению угловой модуляции с одной боковой полосой спектра частот.

Модулирующий сигнал в общем случае имеет сложную форму, и анализ процессов, происходящих в передатчике, затруднен. Многие задачи решаются просто, если считать, что модуляция производится гармоническим колебанием. При угловой модуляции амплитуда радиосигнала постоянна:  $U = U_0$ . Радиосигналы при фазовой (ФМ) и частотной (ЧМ) модуляциях отличаются лишь законом соответствия между передаваемым сообщением  $s(t)$  и фазой несущего колебания  $\phi(t)$ .

Если на информационном входе передатчика действует гармонический сигнал  $s(t) = U_Q \cos \Omega t$ , то при неискаженной ФМ на выходе формируется сигнал вида

$$u(t) = U_0 \cos (\omega_0 t + m_\phi \cos \Omega t), \quad (8.1)$$

где  $m_\phi = S_\phi / U_Q$  — девиация (отклонение) фазы (*индекс фазовой модуляции*);  $S_\phi$  — крутизна модуляционной характеристики фазового модулятора, рад/В.

При том же гармоническом модулирующем сигнале  $s(t) = U_n \cos Qt$  в случае неискаженной ЧМ мгновенная частота меняется по закону  $\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega_m \cos \Omega t$ , где  $\Delta\omega_m = S_\omega U_Q$  — девиация частоты, а  $S_\omega$  — крутизна модуляционной характеристики частотного модулятора, рад/(с•В). Выходное колебание передатчика при этом имеет вид

$$u(t) = U_0 \cos \left[ \omega_0 t + \int_0^t \omega(t) dt \right] = U_0 \cos(\omega_0 t + m_\omega \sin \Omega t) \quad (8.2)$$

где  $m_\omega = \Delta\omega_m / Q$  — индекс частотной модуляции.

Модуляция называется *фазовой*, если индекс модуляции  $m^\wedge$  пропорционален амплитуде модулирующего сигнала  $U_Q$  и не зависит от его частоты  $\Omega$ . Модуляция называется *частотной*, если девиация частоты  $\Delta\omega_m$  от среднего значения  $\omega_0$  пропорциональна  $U_Q$  и не зависит от частоты  $Q$ , т.е. если индекс модуляции  $m_a$  пропорционален  $U_Q$  и обратно пропорционален  $Q$ .

Таким образом, при обоих видах модуляции меняется частота колебаний и мгновенное значение частоты находится как производная фазы по времени: для ФМ

$$\omega = d\varphi / dt = d[\omega_0 t + m_\varphi \sin \Omega t] / dt = \omega_0 + m_\varphi \Omega \cos \Omega t; \quad (8.3)$$

для ЧМ

$$\omega = d\varphi / dt = d \left[ \omega_0 t + \frac{\Delta\omega_m}{\Omega} \sin \Omega t \right] / dt = \omega_0 + m_\omega \Omega \cos \Omega t. \quad (8.4)$$

Из этих выражений видно, что при неизменной амплитуде модулирующего сигнала девиация частоты при ЧМ неизменна, а при ФМ увеличивается пропорционально частоте модулирующего сигнала или, как принято говорить, увеличивается со скоростью 6 дБ на октаву.

Из сравнения формул (8.1)—(8.4) видно также, что фазовый модулятор можно использовать для формирования ЧМ-сигнала, включив интегрирующее звено между входом сигнала  $s(t)$  и фазовым модулятором. Соответственно ФМ-сигнал можно получить с помощью частотного модулятора, подав на его вход продифференцированный информационный сигнал  $s(t)$ .

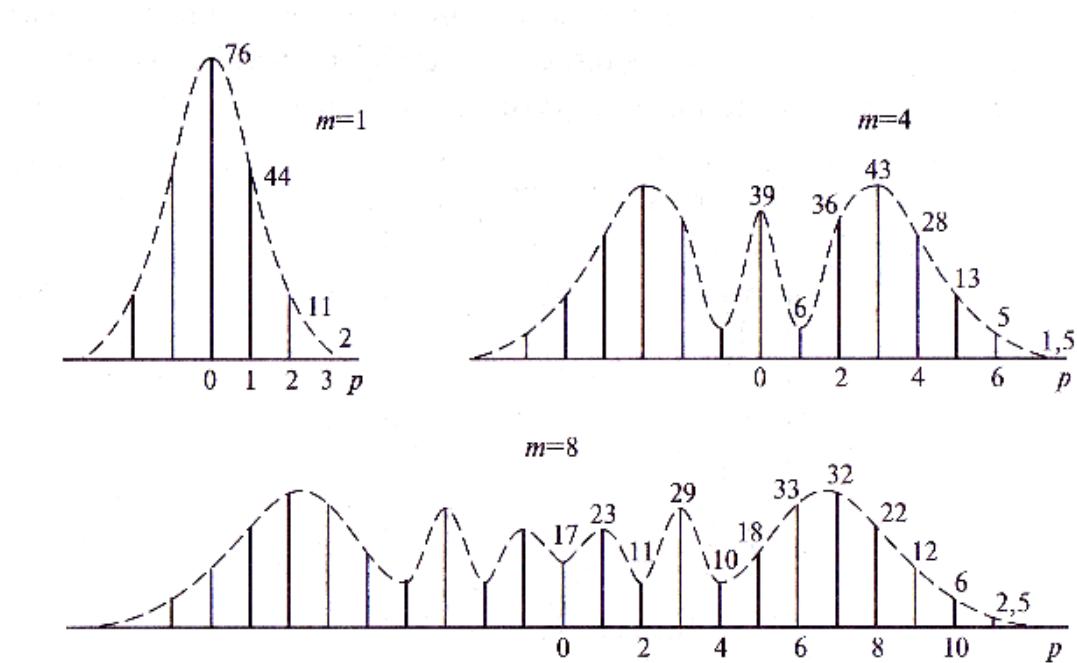
При гармонических ФМ и ЧМ выходной сигнал передатчика представляется суммой членов ряда Фурье [17]:

$$u(t) / U_0 = J_0(m) \cos \omega_0 t + (\sum J_p(m)) [(\omega_0 + p\Omega)t + (-1)^p \cos(\omega_0 - p\Omega)t] \quad (8.5)$$

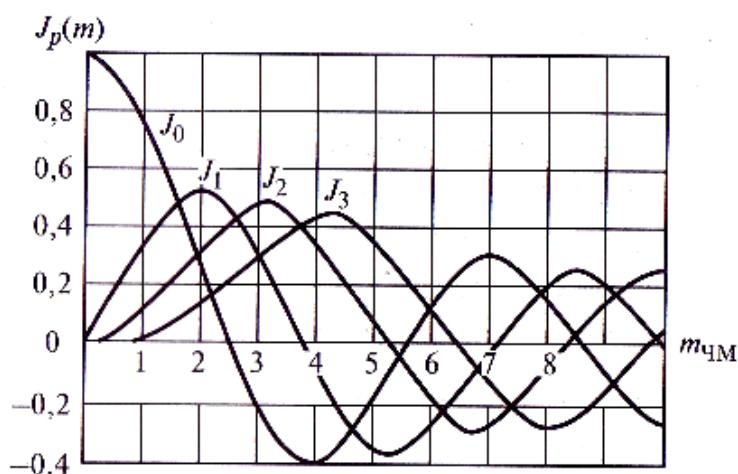
где  $J_p(m)$  — функция Бесселя первого рода порядка  $p$  от аргумента  $m$ , под которым для ФМ понимается  $m_\phi$  (8.1), а для ЧМ —  $m_\omega$  (8.2).

Спектры сигналов при  $m$ , равном 1, 4 и 8 в качестве примеров представлены на рис. 8.1. Числа около спектральных составляющих ЧМ-сигнала указывают их значения в процентах относительно немодулированной несущей частоты. Характер зависимости функций Бесселя от аргумента представлен на рис. 8.2. При  $J_p(m) < 0$  соответствующие спектральные составляющие изменяют фазу на  $180^\circ$ , что не отражено на рис. 8.1. Отметим, что функция  $J_0(m)$  проходит через нуль при  $m$ , равном 2,4; 5,5; 8,6 ... Отсюда следует, что составляющая спектра с частотой  $\omega_0$  в модулированном сигнале может отсутствовать. По этой причине эту частоту называют *средней* или *центральной частотой* ЧМ-сигнала, а не несущей, как ее называют в спектре АМ-колебаний. Амплитуды боковых составляющих сигнала при  $p \ll m$  имеют максимум и при  $p > m$  быстро убывают с увеличением  $p$  (см. рис. 8.2).

Множитель  $(-1)^p$  показывает, что фазы нижних нечетных боковых составляющих сигнала повернуты на  $180^\circ$  относительно того положения, которое занимают аналогичные составляющие сигнала при амплитудной модуляции. Так в спектральном и векторном представлениях проявляется постоянство амплитуды колебания с угловой модуляцией.



**Рис. 8.1. Спектр сигналов с угловой модуляцией при различных индексах модуляции**

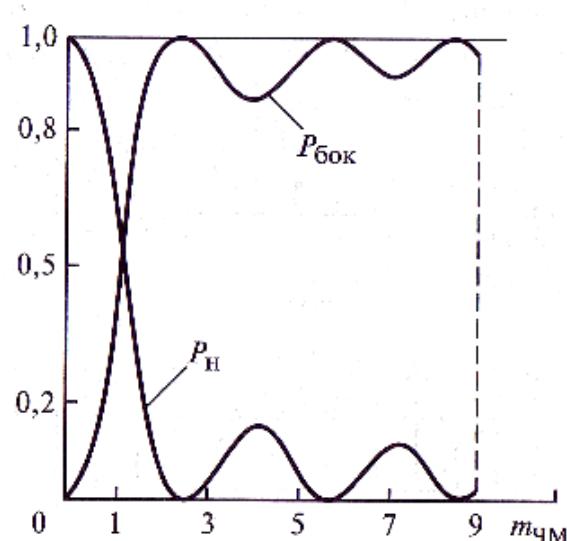


**Рис. 8.2. Графики функций Бесселя первого рода порядка  $p$**

При угловой модуляции средняя мощность модулированного колебания не изменяется по сравнению с мощностью немодулированного колебания, так как амплитуда остается постоянной. Однако происходит значительное перераспределение мощностей между колебанием на средней частоте (несущей)  $P_H$  и суммарной мощностью боковых составляющих  $P_{\text{БОК}}$ .

На рис. 8.3 представлены эти зависимости. Характерно, что при  $m > 1$  основная часть мощности приходится на долю боковых составляющих, которые несут информацию. Этим и объясняются более высокая помехоустойчивость и хорошие энергетические показатели при угловой модуляции.

Напомним, что при АМ на долю боковых составляющих сигнала приходится не более 50 % мощности несущего колебания, или не более 1/3 излучаемой средней мощности.



**Рис. 8.3. Соотношения мощностей боковых составляющих и колебания центральной (средней) частоты**

Если индекс модуляции мал ( $m_\omega \ll 1$ , быстрая ЧМ), то по (8.5) существенными оказываются лишь центральная частота и две боковые:

$$u(t) = U_0[\cos\omega_0 t + 0,5m_\omega \cos(\omega_0 + \Omega)t - 0,5m_\omega \cos(\omega_0 - \Omega)t].$$

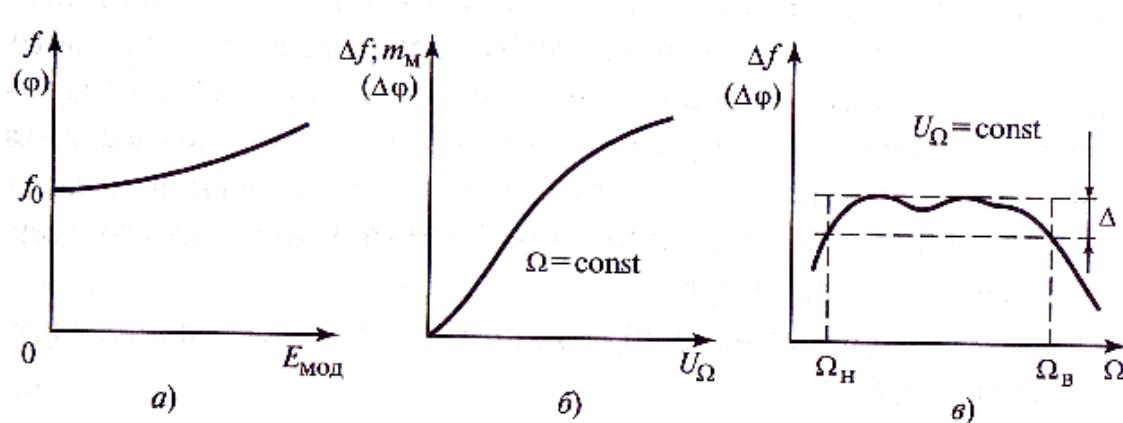
Ширина спектра в этом случае равна удвоенной частоте модуляции, как при АМ.

ЧМ-сигналы с большим индексом модуляции  $m_\omega \gg 1$  (медленная ЧМ) имеют ширину спектра, не зависящую от частоты модуляции и равную удвоенной девиации частоты.

При ФМ по гармоническому закону девиация частоты пропорциональна частоте модуляции, а занимаемая полоса при большем индексе  $m_\phi \gg 1$  пропорциональна высшей модулирующей частоте. На практике также применяют фазовую манипуляцию (ФМн): двухуровневую (со скачками фазы на тг) или многоуровневую (с большим числом дискретов фазы). Ширина спектра при ФМн пропорциональна полосе частот модулирующего сигнала  $s(t)$ . При манипуляции фазы желательно, чтобы скачок соответствующего параметра происходил в моменты перехода мгновенного сигнала  $u(t)$  через нуль.

Основные характеристики и показатели качества при угловой модуляции, как и при других видах модуляции, определяются статическими модуляционными характеристиками (СМХ)  $\text{co}(f'_\text{мод})$  или  $\omega(E_\text{мод})$  где  $E_\text{мод}$  — постоянное напряжение, подаваемое на вход модулятора (рис. 8.4, *a*). Эти характеристики должны быть достаточно линейными в пределах требуемых девиаций. Нелинейность СМХ вызывает нелинейные искажения, которые при ЧМ состоят в том, что при модуляции гармоническим сигналом  $s(t) = U_\Omega \cos \Omega t$  девиация частоты реально имеет вид

$$\Delta\omega(t) = \Delta\omega_1 \cos \Omega t + \Delta\omega_2 \cos(2\Omega t + \psi_2) + \Delta\omega_3 \cos(3\Omega t + \psi_3) + \dots$$



**Рис. 8.4. Основные характеристики при угловой модуляции:**  
*а* — статическая модуляционная; *б* — амплитудная или динамическая модуляционная (ДМХ); *в* — частотная динамическая модуляционная

Коэффициенты нелинейных искажений по второй и третьей гармоникам при этом определяются как  $K_2 = \Delta\omega_2/\Delta\omega_1$ ,  $K_3 = \Delta\omega_3/\Delta\omega_1$ .

Динамические модуляционные характеристики — амплитудная и частотная — представлены на рис. 8.4, *бив* соответственно. Качество угловой модуляции часто дополнительно характеризуется уровнями шума, фона и динамическим диапазоном сигнала.

При определении практической ширины полосы частот  $\Pi$ , занимаемой сигналом с угловой модуляцией, учитываются составляющие спектра с амплитудами не менее 1 % амплитуды немодулированного сигнала, при этом полоса определяется приближенным соотношением  
 $\Pi \approx 2F_M(m + \sqrt{m} + 1)$ . Здесь  $F_M = \Omega_M / 2\pi$  — максимальная частота модулирующего сигнала.

Поскольку при ЧМ индекс модуляции  $m = Af/F_M$  снижается с ростом  $F_M$  и составляющие спектров реальных модулирующих сигналов максимальны в области частот 0,7... 1,5 кГц, а с ростом  $F_M$  убывают, то на верхних модулирующих частотах ухудшается соотношение сигнал-шум принимаемого сигнала, что ведет к снижению качества вещания или помехоустойчивости (разборчивости речи) в системе связи. Для устранения этого недостатка обычно применяют предварительную коррекцию (частотные предыскажения) модулирующего сигнала таким образом, чтобы с возрастанием  $F_M$  пропорционально возрастала амплитуда (так называемая, *коррекция 6 dB 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 и эргодическими, т.е. процессами, статистические параметры которых не меняются во времени и могут быть определены за конечное время  $T$ .

Основной интерес представляют такие параметры, как максимальное, среднее и среднеквадратическое значения, а также дисперсия. Важнейшей характеристикой сигнала является его спектральная плотность мощности.

Среднее значение случайной величины  $s(t)$  за время наблюдения  $T$  находится по формуле

$$S_0 = \frac{1}{T} \int_0^T s(t) dt$$

Для телефонного речевого и звукового радиовещательного сигналов  $S_0 = 0$ .

Действующее значение сигнала определяется средней мощностью за время  $T$  по формуле

$$S_{\text{действ}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T s^2(t) dt}$$

Спектральная плотность мощности  $S(\Omega)$  сигнала  $s(t)$  есть средняя (по времени) мощность в полосе частот 1 Гц в окрестности частоты  $\Omega$ .

Дисперсия сигнала  $s(t)$  со средним значением  $S_0$  рассчитывается по формуле

$$\sigma_s^2 = \frac{1}{T} \int_0^T [s(t) - S_0]^2 dt$$

Для сигналов с  $S_0 = 0$  значение  $\sigma_s$  совпадает с эффективным значением  $S_{\text{действ}}$ . Квазипиковое значение сигнала  $S_{\text{кв.пик}}$  определяется как уровень, который сигнал  $s(t)$  превышает в течение 1 % времени наблюдения.

Отношение  $p_\phi = S_{\text{кв.пик}} / S_{\text{действ}}$  действ называют *пик-фактором сигнала*.

Реальный речевой (телефонный) сигнал имеет  $p_\phi = 3\dots 4$ , сигнал радиовещания —  $p_\phi = 4\dots 6$ , а при многоканальной передаче информации могут быть еще большие значения пик-фактора. Спектры ЧМ-сигналов и сами частотные модуляторы следует рассчитывать с учетом пик-фактора на квазипиковые уровни амплитуд и соответствующие девиации частоты. При умножении частоты в тракте передатчика в  $N$  раз пропорционально увеличиваются девиация частоты  $\Delta f$  и фазы  $\Delta\phi$ , а также индекс угловой модуляции  $m_\phi$ . Умножение частоты применяют как для увеличения глубины модуляции, так и из соображений повышения устойчивости ВЧ-тракта с увеличением мощности передатчика.

Искажения, возникающие в передатчиках при формировании сигналов с угловой модуляцией, оценивают также по уровню сопутствующей (паразитной) амплитудной модуляции, а для манипулированных сигналов еще и по длительности процессов установления заданных значений частоты или фазы и погрешностям реализации заданных дискретов.

## 8.2. Структурные схемы передатчиков с угловой модуляцией

Передатчики с ЧМ используются для радиовещания, звукового сопровождения телевидения, радиорелайной, тропосферной и космической связи, в радиовысотометрии и радиолокации. При выборе структурной схемы ЧМ-передатчика необходимо одновременно удовлетворить противоречивым требованиям к параметрам модуляции (заданная модуляция частоты, линейность модуляционной характеристики и др.) и высокой стабильности средней частоты. Существуют два основных метода формирования сигналов с ЧМ: прямой и косвенный. Прямой метод означает модуляцию частоты задающего генератора управителем частоты (УЧ) и возможное умножение частоты в последующих каскадах передатчика (рис. 8.5, а, б). Управителем частоты является устройство с электрически управляемым реактивным сопротивлением, которое подключается к колебательному контуру автогенератора. Таким УЧ может быть, например, варикап.

Для стабилизации средней частоты  $\omega_0$  управляемого генератора (УГ) в схеме на рис. 8.5, а используется система автоматической подстройки частоты (АПЧ), которая корректирует медленные отклонения частоты  $\omega_0$ , вызванные влиянием дестабилизирующих факторов. Для того чтобы АПЧ не ослабляла полезной модуляции, обратную связь в системе АПЧ по частотам модуляции  $\Omega_{\min} < \Omega < \Omega_{\max}$  исключают с помощью фильтра низких частот с полосой пропускания меньше  $\Omega_{\min}$ . Можно обойтись без системы АПЧ, если управлять частотой кварцевого автогенератора (КАГ) (рис. 8.5, б), который создает колебания с долговременной нестабильностью частоты  $10^{-10}$ . Однако относительный диапазон управления частотой КАГ невелик и составляет  $10^{-3} \dots 10^{-4}$ .

Косвенный метод основан на возможности преобразования фазовой модуляции в частотную. Модулирующее напряжение подается на модулятор фазы через интегрирующий четырехполюсник (рис. 8.5, в). Задающий кварцевый генератор позволяет получать высокую стабильность средней частоты. Недостатком этого метода является незначительная девиация на низких частотах модулирующего сигнала, которая должна быть умножена в последующих каскадах с большой кратностью — порядка  $10^2 \dots 10^3$ . При умножении несущей частоты в  $N$  раз абсолютная девиация частоты также умножается в  $N$  раз.

Умножители частоты, углубляя модуляцию при ЧМ, позволяют существенно понизить частоту задающего генератора, что облегчает ее стабилизацию.

Для формирования широкополосных сигналов используется комбинированный способ, объединяющий прямой и косвенный (рис. 8.5, г) по принципу сложения спектров сигналов. Модуляция в области низких частот производится изменением частоты КАГ. Модулятор фазы с интегратором превращает ФМ в ЧМ высокочастотной части спектра. Частотное разделение модулирующего сигнала осуществляется фильтрами низких (ФНЧ) и высоких (ФВЧ) частот. Одновременные требования высокой стабильности средней частоты  $\omega_0$  и большой девиации  $\Delta\omega$  удается выполнить в схеме интерполяционного генератора (рис. 8.6). Управляемый генератор, работающий на частоте  $\omega_1$ , модулируется по частоте. Напряжения УГ и КАГ с частотой  $\omega_k$  подаются на смеситель, на выходе которого с помощью полосового фильтра выде-

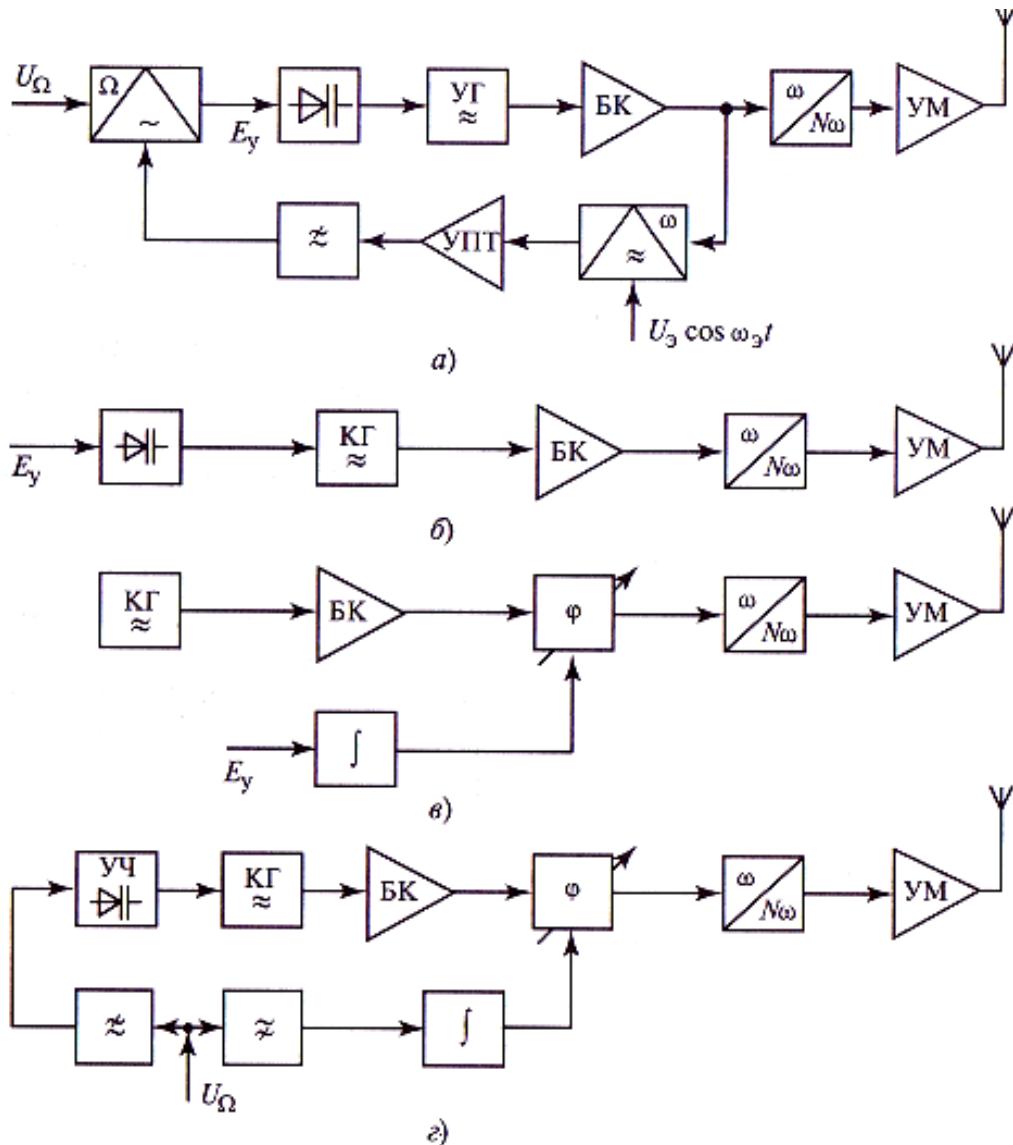
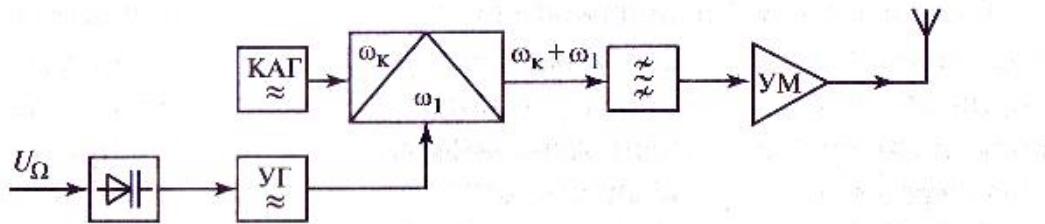


Рис. 8.5. Структурные схемы передатчиков с прямой (а, б), косвенной (в) и комбинированной (г) частотной модуляцией



**Рис. 8.6. Схема интерполяционного генератора**

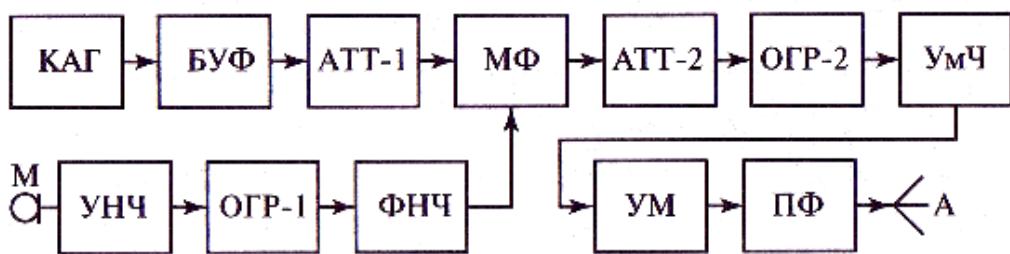
ляются колебания с частотой  $\omega_0 = \omega_1 + \omega_k$  бильность частоты  $\omega_0$  при нестабильностях КАГ  $\Delta\omega_k / \omega_k$  и управляемого генератора определяется выражением  $\Delta\omega_0 / \omega_0$

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{1}{1+1/A} \frac{\Delta\omega_k}{\omega_k} + \frac{1}{1+A} \frac{\Delta\omega_1}{\omega_1} \text{ где } A = \omega_k / \omega_1$$

при  $A \gg 1$  нестабильность частоты УГ ослабляется на выходе смесителя в  $(1 + A)$  раз. Практически нецелесообразно выбирать  $A$  более 20 из-за трудностей фильтрации комбинационных частот на выходе смесителя. В интерполяционном генераторе полезная абсолютная девиация переносится на выходное колебание без изменения, а относительная девиация при этом уменьшается в  $(1 + A)$  раз.

В зависимости от назначения, рабочей частоты, элементной базы, схемных решений, требований к качеству сигнала структурные схемы ФМ-передатчиков могут быть различными. Здесь мы рассмотрим структурную схему (рис. 8.7) передатчика низовой связи диапазона метровых волн, на примере которой можно проследить основные особенности передатчиков с ФМ.

Модулирующий сигнал с микрофона поступает на усилитель низкой частоты (УНЧ), а затем симметрично «обрезается» ограничителем ОГР-1, чтобы избежать в пиках модуляции превышения допустимого значения индекса модуляции  $m_{max}$ , которое обычно устанавливается равным 1...2 рад. Поскольку ширина спектра ФМ-колебания пропорциональна не только напряжению модулирующего сигнала, но и его верхней частоте, которая для речевых сигналов



**Рис. 8.7. Структурная схема передатчика с ФМ системы низовой связи**

согласно стандарту ограничивается примерно 3 кГц (а процесс ограничения способствует появлению дополнительных высших гармоник в спектре речи), сигнал подвергается затем ограничению полосы частот спектра сверху с помощью фильтра нижних частот.

Стандартизованный таким образом речевой сигнал подается на низкочастотный, или сигнальный, вход модулятора фазы (МФ), который обеспечивает соответствующее отклонение фазы  $\Delta\phi$  напряжения несущей частоты  $\omega_0$ , поступающего на высокочастотный вход МФ.

Обратимся теперь к особенностям формирования напряжения несущей частоты перед подачей его на МФ. Колебания стабильной частоты  $\omega_0$  создаются кварцевым генератором малой мощности (обычно менее 1 мВт). Работа реального МФ сопровождается некоторым изменением его входного сопротивления по высокочастотному входу в такт с модуляцией, и это приводит к соответствующему изменению нагрузки генератора и, как следствие, паразитной модуляции по частоте. Кроме того, входное сопротивление МФ подвержено медленным изменениям из-за изменений температуры, питающих напряжений и др. Это вызывает нестабильность частоты  $\omega_0$ . Для ослабления этих нежелательных воздействий на КАГ со стороны МФ (перед ним) приходится включать аттенюатор ATT-1 — обычно Т- или П-образную резисторную цепь, входное сопротивление которой изменяется в процессе модуляции гораздо слабее, чем входное сопротивление МФ. Этим достигается «развязка» КАГ и МФ. Однако чем лучше развязка, тем больше мощность потерь несущей частоты в ATT-1. Для восполнения потерь, а также для дополнительной развязки можно использовать специальный буферный усилитель (БУФ), который иногда вводится в состав кварцевого возбудителя.

Амплитуда напряжения несущей частоты, подаваемой на МФ, должна быть стабильной и иметь оптимальное значение. Ее нестабильность, особенно ее быстрые изменения, могут приводить к паразитной ФМ в самом МФ и в последующих нелинейных каскадах. Этот эффект усиливается, если амплитуда несущей частоты излишне велика. Кроме того, при слишком большой амплитуде несущей частоты увеличиваются нелинейные искажения, вносимые МФ. При слишком малой амплитуде несущей частоты сигнал будет засоряться помехами и шумами.

Форма напряжения несущей частоты, подаваемого на МФ, должна быть стабильной (практически гармонической) также во избежание ухудшения качества ФМ-сигнала.

К цепям, следующим в схеме рис. 8.7 за МФ, также предъявляются жесткие требования для обеспечения высокого качества сигнала. Эти требования подробнее пояснены в следующем параграфе.

### 8.3. Характеристики передатчиков с угловой модуляцией

Для оценки качества работы передатчиков с ЧМ, как уже говорилось выше (см. рис. 8.4), применяют характеристики, аналогичные характеристикам передатчиков с АМ:

статические модуляционные характеристики, представляющие собой зависимость частоты  $\omega$  от медленно меняющегося управляющего напряжения  $E_{mod}$  на управителе частоты;

динамические модуляционные характеристики, представляющие ту же зависимость  $\omega(E_{mod})$ , но при быстро меняющемся  $E_{mod}$ ;

амплитудные характеристики, показывающие, как зависит индекс модуляции  $m$  от амплитуды модулирующего напряжения  $U_\Omega$  на данной частоте сигнала информации  $\Omega$ ;

частотные характеристики, представляющие зависимость индекса модуляции  $m$  от частоты сигнала  $U_\Omega$  при постоянной амплитуде  $U_\Omega$ ; зависимости амплитуды колебаний  $U$  от напряжения  $E_{mod}$ , определяющие паразитную амплитудную модуляцию.

Наиболее важной является СМХ, которую рассмотрим подробнее. Напряжение  $E_{mod}$  представим суммой постоянного смещения  $E_0$  и переменной составляющей  $\Delta E$ :

$$E_{mod} = E_0 + \Delta E. \quad (8.6)$$

Средняя частота колебаний определяется при  $\Delta E = 0$  и равна  $\omega_0 = \omega(E_0)$ . Обычно СМХ удобно центрировать и представлять как зависимость относительной девиации частоты  $y = \Delta\omega / \omega_0 = (\omega - \omega_0)/\omega_0$  от нормированной переменной составляющей  $\varepsilon = \Delta E/E_0$  управляющего напряжения:  $y = y(\varepsilon)$ . В общем случае зависимость  $y(\varepsilon)$  нелинейная и ее можно записать в виде разложения в ряд по степеням  $\varepsilon$ :

$$y(\varepsilon) = S_1 \varepsilon + S_2 \varepsilon^2 + S_3 \varepsilon^3 + \dots + S_n \varepsilon^n + \dots \quad (8.7)$$

где  $S_n = \frac{1}{n!} \left. \frac{d^n y}{d\varepsilon^n} \right|_{\varepsilon=0}$ ;  $S_1$  — нормированная крутизна СМХ; коэффициенты  $S_2, S_3, \dots$  характеризует кривизну зависимости  $y(\varepsilon)$ .

Нелинейные искажения оцениваются по СМХ при модуляции гармоническим сигналом  $\Delta E = U_\Omega \cos \Omega t$ . Коэффициенты нелинейных искажений  $K_2, K_3, \dots$  равны отношениям максимальных девиаций

частоты на соответствующих гармониках модулирующего сигнала к максимальной девиации частоты на первой гармонике:

$$K_2 = \left| \frac{S_2}{S_1} \right| \frac{U_\Omega}{2E_0}; \quad K_3 = \left| \frac{S_3}{S_1} \right| \frac{U_\Omega^2}{4E_0^2}. \quad (8.8)$$

При высоких требованиях к точности формирования ЧМ-сигналов следует добиваться минимальных значений  $S_2, S_3, \dots$ . В этом случае связь между девиацией частоты  $y$  и управляющим напряжением  $\epsilon$  близка к линейной:

$$y = S_1 \epsilon$$

Из СМХ (8.7) можно определить максимальный диапазон перестройки частоты  $y_{\max}$  при изменении управляющего напряжения  $\epsilon$  в допустимых пределах  $\epsilon_{\min} \leq \epsilon \leq \epsilon_{\max}$ :

$$y_{\max} = y(\epsilon_{\max}) - y(\epsilon_{\min}) \quad (8.9)$$

Частота колебаний АГ определяется из уравнений стационарного режима. В первом приближении можно считать, что амплитуда слабо влияет на фазовые сдвиги и частота колебаний со определяется из уравнения баланса фаз:

$$(\omega - \omega_k)/\omega_k = 1/2Q \operatorname{tg}(\varphi_s + \varphi_k), \quad (8.10)$$

где  $\omega_k$  — резонансная частота контура АГ;  $Q$  — его нагруженная добротность;  $\varphi_s$  и  $\varphi_k$  — фазы средней крутизны и коэффициента обратной связи.

Используются два способа управления частотой колебаний АГ. Наиболее эффективный — это изменение резонансной частоты контура  $\Delta\omega_k$ , которое вызывает равное ему изменение частоты колебаний  $\Delta\omega = \Delta\omega_k$ . Второй метод управления частотой связан с изменением фаз  $\Delta\varphi_s$  и  $\Delta\varphi_k$ . В одноконтурных АГ на лампах и транзисторах пределы изменения  $\Delta\varphi_s$  и  $\Delta\varphi_k$  обычно невелики и девиация частоты получается малой.

Реальные модуляторы фазы и частоты в процессе модуляции неизбежно создают паразитную амплитудную модуляцию (ПАМ). (Щиты с угловой модуляцией и со значительной ПАМ, передаваемые в эфир, снижают достоинства самого вида модуляции, придают им типичные недостатки АМ-сигналов. Кроме того, ПАМ в тракте Передатчика, проходя через нелинейные каскады (умножители частоты, усилитель мощности), приводит к искажению фазовой модуляционной характеристики из-за явления амплитудно-фазовой конверсии (ДФК). Она заключается в том, что фазовый сдвиг высокочастотного колебания, проходящего через нелинейные цепи, становится зависящим от амплитуды колебаний.)

щим от его амплитуды. Это явление особенно заметно в устройствах на биполярных транзисторах, поэтому ПАМ приходится снижать всеми мерами. К ним относится и специальный выбор схем модуляторов, и включение высокочастотного ограничителя после модулятора (см. ОГР-2 на рис. 8.7). Следует учитывать, что АФК может происходить и в самом ограничителе ввиду его сильно выраженной нелинейности и инерционности, поэтому принимать меры по уменьшению ПАМ в модуляторах, безусловно, следует.

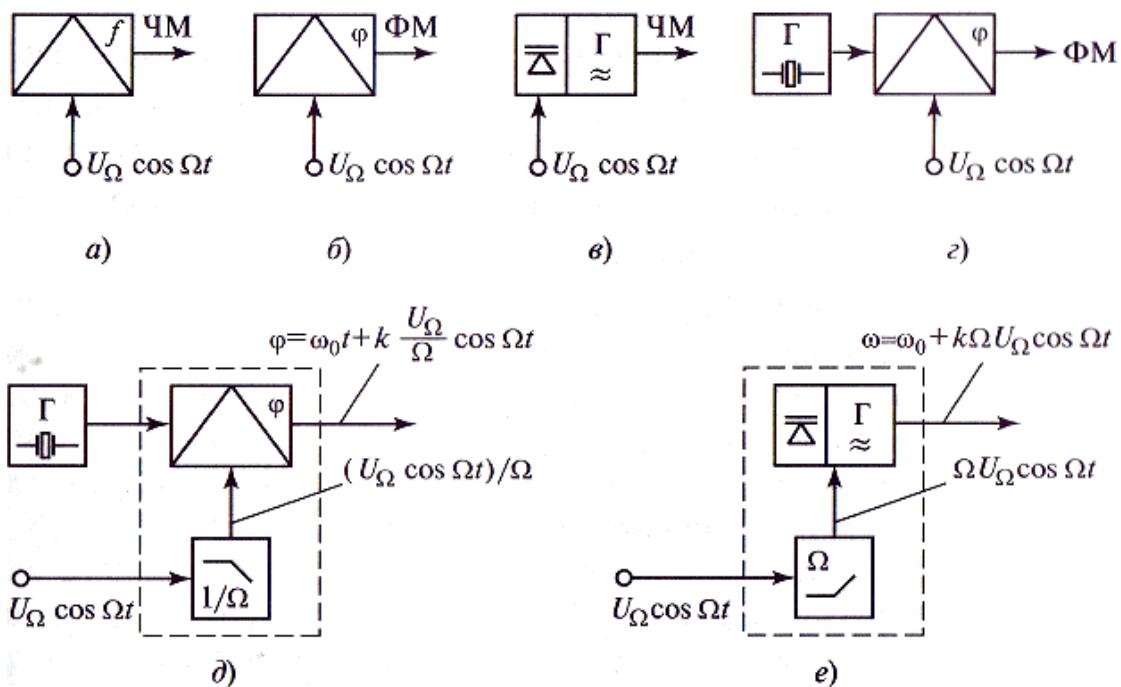
Например, МФ для обеспечения минимальных нелинейных искажений нуждается в оптимальном стабильном сопротивлении нагрузки. В связи с этим между МФ и ОГР-2 включается аттенюатор ATT-2, обеспечивающий эту нагрузку (см. рис. 8.7). Мощность потерь в ATT-2 компенсируется в усилителе-ограничителе ОГР-2. Выходное напряжение ОГР-2 должно иметь определенное стабильное и оптимальное значение для работы умножителя частоты по причинам, указанным ранее. В самом УЧ следует обеспечить хорошую фильтрацию на выходе побочных составляющих спектра, прежде всего субгармоник. Для умножителя частоты это все частоты вида  $k f_{bx}$ , где  $k = 1, 2, 3 \dots$ , кроме выходной частоты,  $a f_{bx}$  — частота КАГ.

Для всех каскадов после МФ следует обеспечить АЧХ, достаточную для прохождения спектра ФМ заданной ширины. На выходе передатчика, как и при других видах модуляции, должен быть включен полосовой фильтр (ПФ) для подавления внеполосных излучений, главным образом гармоник выходной частоты.

Из сказанного понятно, что часть высокочастотного тракта после ограничителя должна быть возможно более короткой, особенно, если она состоит из нелинейных каскадов, чтобы не «испортить» сформированный ФМ-сигнал. Поэтому в некоторых случаях, обычно в устройствах СВЧ, стремятся включать модуляторы как можно ближе к выходу передатчика. С этим связаны трудности получения относительно большой выходной мощности от МФ. Различные компромиссные решения приводят к разнообразию структурных схем передатчиков с ФМ.

#### 8.4. Методы получения ЧМ- и ФМ-сигналов

Существуют прямые и косвенные методы получения ЧМ- и ФМ-колебаний. При прямых методах модулирующий сигнал непосредственно воздействует на используемый для данной модуляции параметр высокочастотного колебания: частоту со (рис. 8.8, а) или фазу ф (рис. 8.8, б) колебания.



**Рис. 8.8. Схемы прямого (а—е) и косвенного (д, ё) методов получения частотной и фазовой модуляций**

В первом случае частотный модулятор представляет собой автогенератор, в контур которого включен реактивный элемент, управляемый модулирующим сигналом (рис. 8.8, в). Прямая фазовая модуляция обычно осуществляется в цепи, через которую проходит высокочастотное колебание, и сдвиг фазы выходного колебания этой цепи изменяется под действием сигнала модуляции (рис. 8.8, г).

При косвенных методах нужный вид угловой модуляции получается из другой модуляции путем соответствующего преобразования сигнала. Так как частота и фаза гармонического колебания взаимосвязаны ( $\omega = d\phi / dt$ ), ЧМ-колебание можно получить, осуществляя модуляцию по фазе, но при этом необходимо устранить зависимость девиации частоты  $A_{\Delta\omega}$  от частоты модуляции  $\Omega$ , присущую ФМ [см. (8.3) и (8.4)]. Это нетрудно выполнить, пропустив модулирующий сигнал через цепь с коэффициентом передачи, пропорциональным  $1/\Omega$  (рис. 8.8, д). Девиация фазы на выходе такого устройства  $\Delta\phi = S_\phi U_\Omega / \Omega$  в этом случае будет зависеть только от амплитуды  $U_\Omega$ , что характерно для ЧМ. Аналогично ФМ-колебание можно получить косвенным путем с помощью частотного модулятора и корректирующей цепи на его выходе с коэффициентом передачи, пропорциональным  $\Omega$  (рис. 8.8, ё). В качестве корректирующих цепей можно использовать интегрирующую  $RC$ -цепь (рис. 8.8, д) или дифференцирующую  $RC$ -цепь (рис. 8.8, ё).

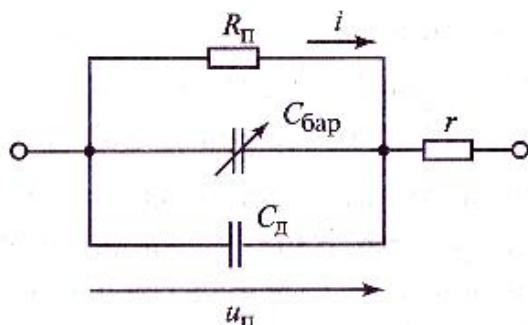
Определить вид угловой модуляции можно довольно просто: подать на вход модулятора сигнал  $U_\Omega \cos \Omega t$ , а к выходу подключить измеритель девиации частоты. Если девиация частоты зависит только от  $U_\Omega$  и не зависит от частоты, то имеет место частотная модуляция. Если же  $\Delta\omega$  оказывается пропорциональной как  $U_\Omega$ , так и частоте  $\Omega$ , то модуляция фазовая.

Для осуществления ЧМ разработано много приборов и устройств, обладающих реактивной проводимостью, управляемой напряжением или током: полупроводниковый диод с обратно смещенным  $p-n$ -переходом (варикап), управители на ферритах, реактивные лампы и транзисторы, вариконды, ключевые диоды и др. Выбор определенного вида управителя зависит от требований, предъявляемых к управляемому до частоте генератору: максимальной девиации частоты, допустимого уровня нелинейных искажений, допустимой паразитной амплитудной модуляции, стабильности средней частоты и др. Рассмотрим наиболее распространенные виды УЧ.

В настоящее время в качестве УЧ наиболее широко применяют варикапы. Варикап — это полупроводниковый диод, емкость запертого  $p-n$  перехода которого зависит от приложенного к нему напряжения. Простота схемы, малые габаритные размеры, ничтожная мощность источника управляющего напряжения — основные достоинства этого вида УЧ.

Эквивалентная схема полупроводникового диода с  $p-n$  переходом (рис. 8.9) состоит из сопротивления базы  $r$  и параллельно соединенных емкостей  $C_{\text{бар}}$  (барьерной емкости запертого перехода),  $C_d$  (диффузионной емкости открытого перехода) и нелинейного сопротивления  $R_n$   $p-n$  перехода с вольт-амперной характеристикой  $i(u_n)$ .

В режиме открытого перехода ( $u_n > 0$ ) это сопротивление мало и сильно шунтирует емкость перехода, которая в основном определяется  $C_d$ . Это затрудняет использование варикапа для управления частотой при  $u_n > 0$ . В режиме запертого  $p-n$ -перехода  $u_n < 0$ , обратный



**Рис. 8.9. Эквивалентная схема  $p-n$ -перехода полупроводникового диода**

ток диода  $i$  очень мал, сопротивление  $R_n$  велико и слабо влияет на характеристики варикапа. В данном случае емкость варикапа практически равна барьерной емкости:  $C_B = C_{bar}$ , зависимость которой от напряжения на переходе  $u_n$  определяется формулой

$$C_B = C_{B0} \left( \frac{\varphi_k - E}{\varphi_k - u} \right)^\gamma \quad (8.11)$$

Здесь  $E$  — произвольное напряжение начального смещения;  $\varphi_k \approx 0,7$  В — контактная разность потенциалов (для кремниевых варикапов);  $C_{B0}$  — емкость варикапа при  $u_n = E$ ;  $\gamma = 2..0,3$  — показатель, зависящий от закона распределения концентрации примесей в  $p-n$  переходе.

Параметр  $\gamma$  для широко распространенных варикапов с «резким» переходом равен 0,5, а для варикапов со «сверхрезкими» переходами может достигать значений в диапазоне 1—2. Максимально допустимое обратное (пробивное) напряжение  $U_{obr,max}$  лежит обычно в пределах от 10 до 90 В.

При изменении  $u_n$  в режиме запертого  $p-n$  перехода одновременно с  $C_B$  меняется добротность варикапа  $Q_B$ . Пренебрегая сопротивлением обратносмещенного  $p-n$  перехода  $R_n$  по сравнению с сопротивлением барьерной емкости  $C_{bar} = C_B$ , определяем добротность варикапа как отношение его реактивного сопротивления к сопротивлению потерь:

$$Q_B = \frac{1}{r\omega C_{bar}} \quad (8.12)$$

Добротность варикапа падает с уменьшением запирающего напряжения и увеличением частоты. Температурный коэффициент емкости (ТКЕ) обычно положителен и имеет значение порядка  $10^{-4}...10^{-6}$  К $^{-1}$ .

Основные недостатки управителя на варикапе — большой уровень нелинейных искажений и ПАМ, связанная с изменением добротности варикапа и его коэффициента включения в процессе модуляции.

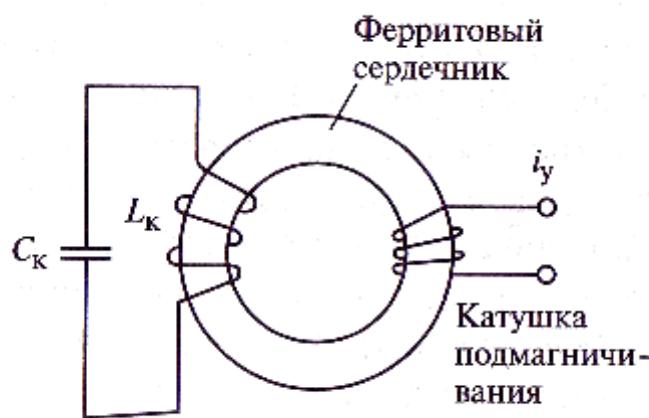
В качестве УЧ можно также использовать вариконды — конденсаторы с сегнетоэлектриком, проницаемость которого зависит от напряженности электрического поля. Управители на варикондах по сравнению с варикапами имеют более линейную модуляционную характеристику, слабее реагируют на изменения температуры. Их недостаток — необходимость большой амплитуды управляющего напряжения и возрастание диэлектрических потерь с увеличением частоты АГ.

В УЧ на ферритах используют зависимость магнитной проницаемости феррита от постоянного подмагничивающего поля. Такой УЧ представляет собой катушку индуктивности  $L$  с ферритовым сердечником, входящую в контур АГ (рис. 8.10). Магнитное поле создается катушкой подмагничивания, изменение тока в которой  $Ai_y$  меняет относительную магнитную проницаемость ферритового сердечника  $\mu_r$ , а следовательно, и индуктивность контура автогенератора  $L_K = Z_K(\mu_r)$ .

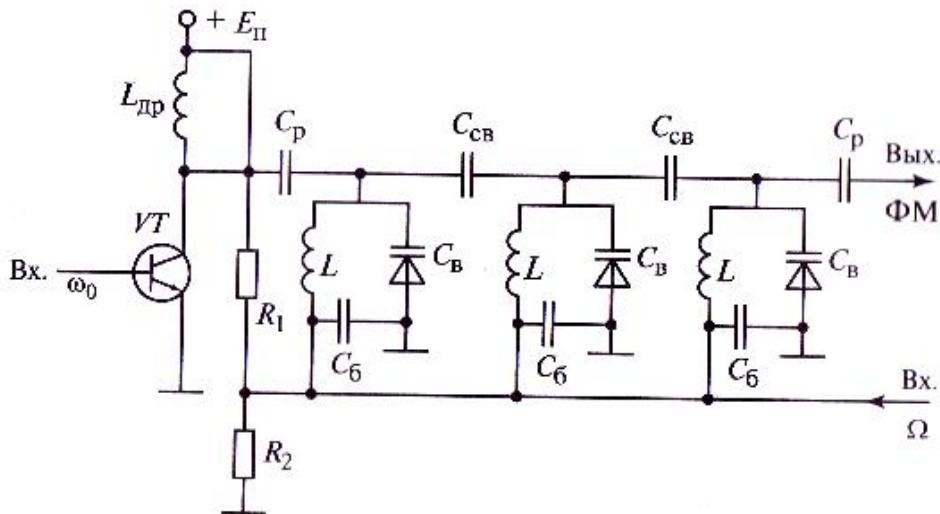
В диапазоне СВЧ используются УЧ на ферритах из железоиттриевого граната (ЖИГ). Они дают хорошую линейность модуляционной характеристики, широкий диапазон перестройки по частоте и имеют малый температурный коэффициент частоты. Колебательная система СВЧ состоит из системы двух связанных контуров. Ферритовый контур из ЖИГ изготавливается в форме сферического СВЧ-резонатора, связанного с контуром АГ. Собственная частота ЖИГ-контура зависит от тока подмагничивания и влияет на частоту связи системы контуров, на которой возбуждаются колебания АГ.

К недостаткам ферритовых УЧ следует отнести большие мощности, потребляемые от источника управляющего сигнала, и заметную инерционность цепи управления.

Фазовую модуляцию наиболее просто осуществить, пропустив несущее колебание частоты  $\omega_0$  через резонансную систему, частоту настройки которой  $\omega_K$  можно изменять, например, меняя смещение на вариакапе, входящем в состав контура. Для одиночного контура  $\Phi\text{ЧХ } \varphi = \arctg[(\omega_0/\omega_K - \omega_K/\omega_0)Q]$ , где  $Q$  — добротность контура. В пределах полосы пропускания, определяемой по уровню - 3 дБ, фаза изменяется от  $-45$  до  $45^\circ$ , а коэффициент передачи от 1 до 0,707, т. е. при расстройке контура вместе с изменением фазы изменяется и амплитуда, что вызывает ПАМ.



**Рис. 8.10. Эквивалентная схема контура с ферритовым управителем частоты**



**Рис. 8.11. Схема модулятора фазы на трех перестраиваемых контурах**

Если варикап с емкостью  $C_{B0}$  подключен к контуру, имеющему емкость  $C_k$  с коэффициентом включения  $p$ , и под воздействием модулирующего напряжения  $U_\Omega$  обеспечивает изменение емкости на АС, то изменение фазы  $\phi = \arctg(pQ\Delta C/C_k) = \arctg[b(1 + x_m)^\gamma - 1]$ , где  $b = PQC_B/C_k$ ;  $x_m = U_\Omega / (\varphi_{кон} + E_0)$  — нормированная амплитуда;  $\varphi_{кон}$  — контактная разность потенциалов полупроводника;  $\gamma$  — показатель нелинейности варикапа. Одноконтурный модулятор фазы обеспечивает девиацию фазы 20...30° при нелинейных искажениях  $K_{н.и.} = 5...7\%$  для  $b = 6$ . Нелинейные искажения можно частично скомпенсировать, применив начальную расстройку контура относительно несущей частоты  $\omega_0$ .

Девиацию фазы можно увеличить, включив каскадно несколько фазовых модуляторов или применив многоконтурные схемы. На рис. 8.11 представлена схема фазового модулятора, выполненного в виде трехзвенного полосового фильтра, составленного из одинаковых контуров, которые перестраиваются с помощью варикапов. При соответствующей настройке модулятор может обеспечить девиацию фазы до ±40° на каждое звено фильтра при нелинейных искажениях, не превышающих 2 %, и практически отсутствующей амплитудной модуляции.

## 8.5. Частотная модуляция в автогенераторах с помощью варикапа

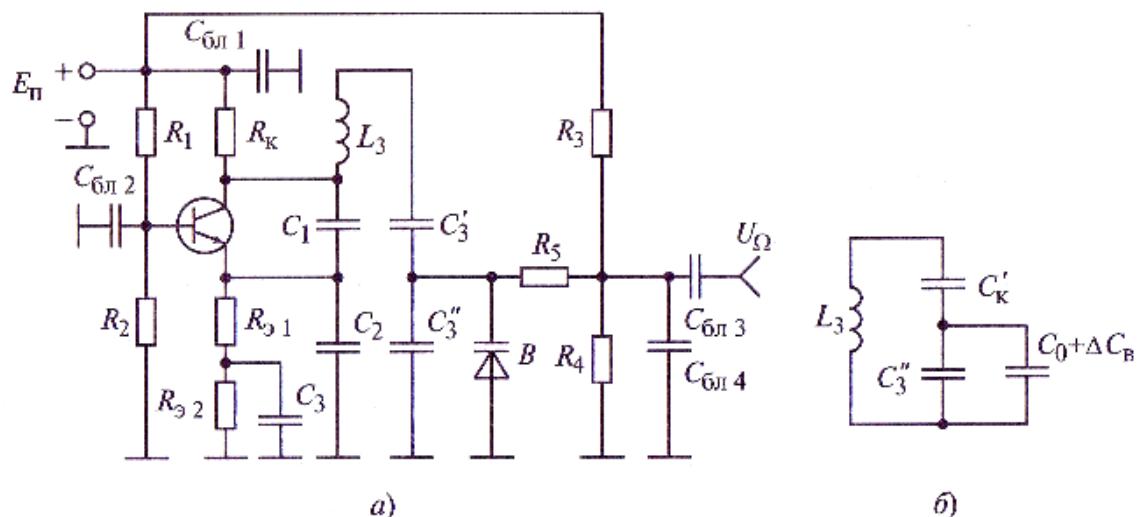
Проектирование АГ, управляемых по частоте, кроме расчета энергетического режима и параметров контура сводится к выбору УЧ и схемы его подключения к контуру АГ так, чтобы полученная СМХ

удовлетворяла требованиям к максимальной девиации, уровню нелинейных искажений и допустимой ПАМ. Ограничимся рассмотрением двух схем АГ с варикапом: транзисторного АГ по схеме Клаппа (рис. 8.12) и КАГ с КР в контуре (рис. 8.13).

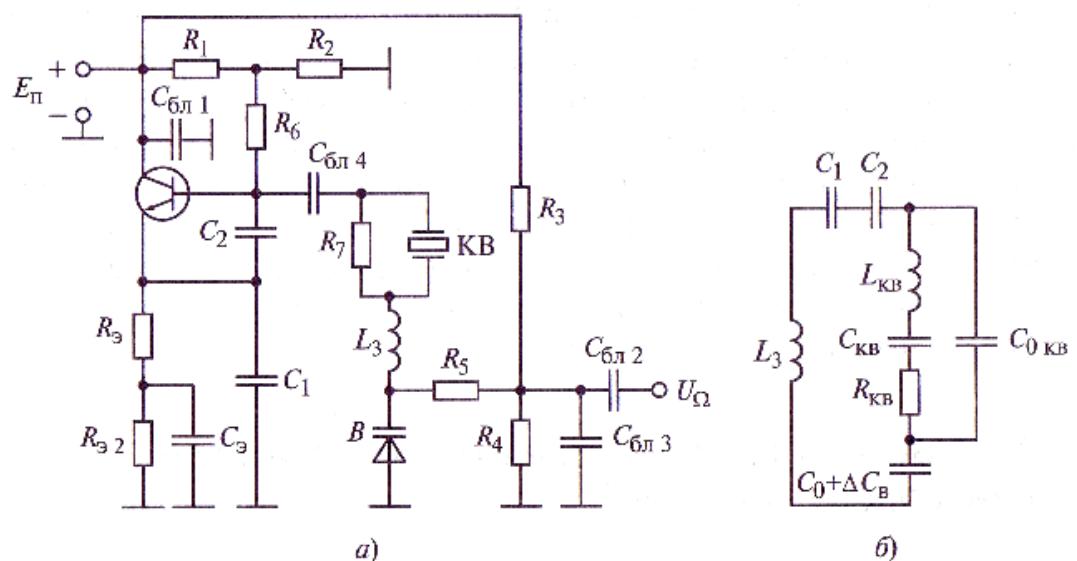
Зависимость емкости варикапа  $C_B$  от напряжения на переходе  $u_n$  определяется формулой (8.11) и показана на рис. 8.14.

Мгновенное напряжение на переходе состоит из суммы напряжений:

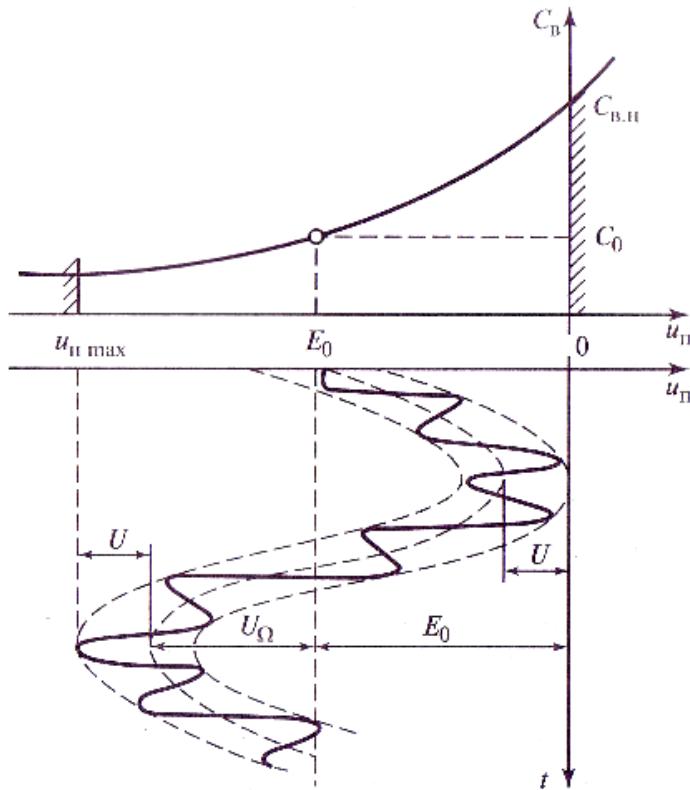
$$u_n = E_0 + U_\Omega \cos \Omega t + U \cos \omega t. \quad (8.13)$$



**Рис. 8.12. Управляемый по частоте автогенератор по схеме Клаппа с заземленной базой (а) и эквивалентная схема его контура (б)**



**Рис. 8.13. Управляемый по частоте автогенератор с КР в контуре, построенный по схеме с заземленным коллектором (а) и эквивалентная схема его контура (б)**



**Рис. 8.14. Вольт-фарадная характеристика варикапа и приложенные к переходу напряжения**

Подбирая постоянное напряжение устанавливаем начальную емкость варикапа  $C_{в.н} = C_0$  в центре рабочего участка характеристики

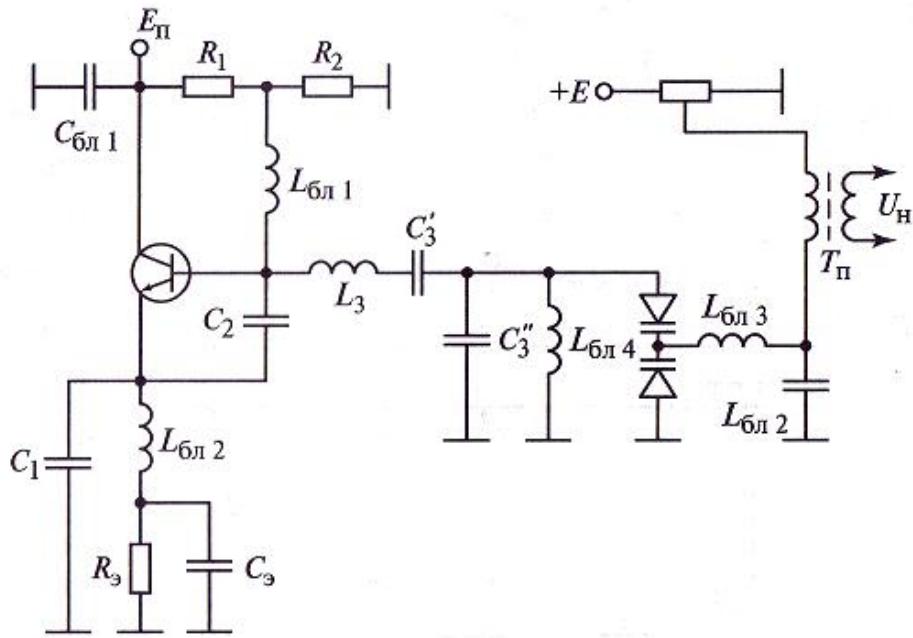
$$E_0 = 0,5u_{\pi,\max}, \quad (8.14)$$

где  $u_{\pi,\max}$  — максимальное напряжение на переходе, превышение которого вызывает лавинное нарастание тока через диод (пробой). Модулирующий сигнал

$$\Delta E = U_Q \cos \Omega t$$

задается в виде гармонического колебания низкой частоты.

К варикапу также приложено высокочастотное напряжение с частотой  $\omega$ , подаваемое на него с контура через элементы связи. Напряжение на контуре с нелинейной емкостью отличается от гармонического. Но если энергия, накопленная в варикапе, мала по сравнению с энергией емкости контура, то этим отличием можно пренебречь и считать высокочастотное напряжение на варикапе также гармониче-



**Рис. 8.15. Схема автогенератора, управляемого по частоте варикапами (емкостная трехточка — схема Клаппа с заземленным коллектором)**

ским  $U \cos \omega t$ . Усредненная за период высокой частоты емкость варикапа при  $U \neq 0$  несколько меньше емкости  $C_b$  при  $U=0$ . Эта разница пропорциональна  $U$  и при  $U_{max} \approx 0,5|u_{n,max}|$  не превышает 10%.

При расчете СМХ ее можно не учитывать. Более существенно увеличение нестабильности средней частоты АГ со  $\omega_0$ , связанное с зависимостью емкости варикапа  $C_b$  от амплитуды высокочастотного напряжения  $U$ . Паразитная амплитудная модуляция, сопровождающая ЧМ, в этом случае непосредственно преобразуется в паразитную частотную модуляцию. При повышенных требованиях к стабильности  $\omega_0$

используют два варикапа, включенных последовательно навстречу один другому (рис. 8.15). При этом изменение амплитуды высокочастотного тока в контуре слабее оказывается на усредненной за период емкости и соответственно на средней частоте  $\omega_0$  так как амплитуда высокочастотного напряжения на каждом из последовательно включенных одинаковых варикапов падает вдвое. На рис. 8.15 изображен автогенератор по схеме емкостной трехточки (схема Клаппа) с модулятором на двух встречно включенных варикапах и с заземленным коллектором. Схема содержит все требуемые блокировочные элементы и источники питания.

На рис. 8.14 отмечены границы, в которых может меняться напряжение на переходе:

$$|u_{n,max}| \geq |u_n| \geq 0$$

Условие (8.15) выполняется, если

$$|E_0| - U_\Omega - U \geq 0; \quad |E_0| + U_\Omega + U < |u_{\max}|. \quad (8.16)$$

Пределы изменения модулирующего напряжения симметричны относительно  $E_0$  и находятся из (8.14), (8.16):

$$U_\Omega = \Delta E_{\max} = 0,5 |u_{\max}| - U. \quad (8.17)$$

В одноконтурных АГ изменение частоты колебаний связано с параметрами его колебательной системы выражением

$$\Delta\omega = \frac{1}{\sqrt{L_k(C_{k0} + \Delta C_k)}} - \frac{1}{\sqrt{L_k C_{k0}}} \quad (8.18)$$

Рассмотрим управление частотой АГ по схеме Клаппа (см. рис. 8.12, *a*). Схема включения вариакапа в контур (рис. 8.12, *б*) позволяет найти связь между  $\Delta C_k$  и  $A C_B$ :

$$\frac{\Delta C_k}{C_0} = (1 + p_1 \frac{\Delta C_k}{C_0})(1 + \frac{C_0}{C_k} p_2 \frac{\Delta C_k}{C_0})^{-1} - 1 \quad (8.19)$$

где  $1/C_k = 1/C_1 + 1/C_2 + 1/C_3$ ;  $p_1 = C_0/(C_3'' + C_0)$  — коэффициент включения  $C_0$ ;  $p_2 = C'_k/(C'_k + C_3 + C_0)$  — коэффициент

включения вариакапа;  $C_3'$ ,  $C_3''$  — емкости контура АГ, показанные на рис. 8.12, *a*. Требования к характеристикам АГ с ЧМ во многом противоречивы. Так, чем больше девиация частоты, тем хуже линейность СМХ и выше уровень ПАМ. В каждом конкретном случае должны быть установлены приоритетные требования. Управляемый АГ в радиорелейных линиях связи должен обладать высокой линейностью СМХ. Если АГ с ЧМ используется в системе автоматической подстройки частоты, то высокая линейность СМХ не нужна, а главным требованием является широкий диапазон перестройки частоты.

Максимальный диапазон перестройки для схемы АГ на рис. 8.12 найдем при следующих допущениях. Кривизну СМХ не учитываем, полагая

$$\Delta\omega/\omega_0 = S_1 \Delta E / (\varphi_k - E_0). \quad (8.20)$$

Средняя частота АГ  $\omega_0$ , соответствующая режиму молчания ( $\Delta E = 0$ ), при изменении коэффициента включения вариакапа в контур  $p_2$

должна оставаться постоянной. Для выполнения последнего условия следует общую емкость контура АГ  $C_{k0}$  поддерживать неизменной:

$$C_{k0} = \frac{C'_k(C''_3 + C_0)}{C'_k + C''_3 + C_0} = C_0 \frac{p_2}{p_1} = const \quad (8.21)$$

Это означает, что коэффициент должен меняться одновременно с  $p_2$  в соответствии с (8.21). Для этого случая СМХ может быть получена из (8.20) с учетом (8.19) и (8.21):

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = -\frac{1}{4} \frac{C_0}{C_{k0}} p_2 \frac{\Delta E}{\varphi_k - E_0} \quad (8.22)$$

Максимальный диапазон перестройки при  $E = \Delta E_{max}$

$$\frac{\Delta\omega_{max}}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \frac{C_0}{C_{k0}} p_2^2 \frac{0,5|u_{nmax}| - p_2 U_k}{2\varphi_k + |u_{nmax}|}, \quad (8.23)$$

где  $U_K = U/p_2$  — полное напряжение на контуре АГ.

Наибольшая девиация  $\Delta\omega_{max} = \Delta\omega_{opt}$  достигается выбором оптимального коэффициента включения варикапа  $p_2$ . Значение  $p_2$  находится из (8.23) при условии  $d\Delta\omega_{max}/dp_2 = 0$ :

$$p_{2opt} = \begin{cases} |u_{nmax}|/3U_k & \text{при } |u_{nmax}| \leq 3U_k; \\ 1 & \text{при } |u_{nmax}| \geq 3U_k. \end{cases} \quad (8.24)$$

Подставляя (8.23) в (8.22), находим максимально возможную девиацию частоты АСО/ГО<sub>0</sub> АГ с варикапом:

$$\frac{\Delta\omega_{opt}}{\omega_0} = \begin{cases} -\frac{1}{12} \frac{C_0}{C_{k0}} \frac{1}{1 + 2\varphi_k/|u_{nmax}|} \left(\frac{|u_{nmax}|}{3U_k}\right)^2 & \text{при } |u_{nmax}| \leq 3U_k; \\ -\frac{C_0}{C_{k0}} \frac{0,5 - U_k/|u_{nmax}|}{1 + 2\varphi_k/|u_{nmax}|} & \text{при } |u_{nmax}| \geq 3U_k. \end{cases} \quad (8.25)$$

Из полученных выражений следует, что большую девиацию частоты можно получить в маломощных АГ. Для расширения пределов изменения частоты при ЧМ, т.е. увеличения  $C_0/C_{k0}$  следует выбирать варикап, у которого емкость в рабочей точке  $C_0$  достаточно велика.

Следует отметить, что даже при выполнении неравенств (8.16) изменение добротности варикапа  $Q_B$  в зависимости от запирающего напряжения и изменения характеристического сопротивления кон-

тура приводит к возникновению ПАМ, которая преобразуется в паразитную ЧМ.

Уровень ПАМ, возникающий за счет модуляции добротности  $Q_v$  оценивается коэффициентом модуляции

$$m_{PAMQ} \approx 4 \frac{\Delta\omega_{qM}}{\omega_0} \frac{Q_h}{Q_e}$$

где  $\Delta\omega_{qM}$  — девиация частоты;  $Q_h$  — добротность нагруженного контура АГ;  $Q_e$  — добротность вариакапа в режиме молчания.

Изменение характеристического сопротивления контура АГ при модуляции дополнительно вызывает ПАМ с коэффициентом модуляции  $m_{PAM}$

Как уже отмечалось, паразитная АМ, вызываемая модуляцией добротности вариакапа модулирующим сигналом, а также превышением мгновенным напряжением на переходе  $e_n$  пробивного напряжения  $U_{\text{обр. max}}$  или изменением его знака ( $e_n > 0$ ), приводит к появлению паразитной частотной модуляции (ПЧМ). Это происходит из-за влияния амплитуды колебаний АГ с модулятором на вариакапе на частоту автоколебаний, как это было показано выше.

Следует отметить, что паразитная ЧМ в этом случае практически не может быть устранена никакими способами и проявляется как нелинейные искажения при ЧМ. В связи с этим требования к коэффициенту ПАМ в управляемых по частоте вариакапами автогенераторах всегда чрезвычайно высоки. Например, в системах низовой связи его значение должно быть не выше нескольких процентов.

Нелинейные искажения при узкополосной ЧМ, вызываемые нелинейным преобразованием ПАМ в ПЧМ, рассчитываются по формуле

$$K_{2PAM} = 0,2 \left( \frac{\Delta\omega_{qM}}{\omega_0} \right)^2 \frac{U}{E_{n0}} \left( 1 + \frac{C''_3}{C_0} \right) \quad (8.25)$$

Основной причиной нелинейных искажений при ЧМ является нелинейность СМХ управляемого по частоте АГ. Для расчета коэффициента нелинейных искажений по второй гармонике можно использовать формулу

$$K_2 = 0,5 \left( \frac{\Delta\omega_{qM}}{\omega_0} \right)^2 \frac{1}{p_2} \left( 1 + \frac{C''_3}{C_0} \right) \quad (8.26)$$

Смещение центральной частоты колебаний при модуляции определяется выражением

$$\frac{\Delta\omega_0}{\omega_0} = \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta\omega_{\text{ЧМ}}}{\omega_0} \right) \frac{1}{p_2} \left( 1 + \frac{C_3''}{C_0} \right) \quad (8.27)$$

Между относительной номинальной девиацией частоты  $\Delta\omega_{\text{ЧМ}}/\Delta\omega_0$ , коэффициентом второй гармоники  $K_2$  и относительным средним сдвигом частоты при модуляции  $\Delta\omega_0/\omega_0$  существует следующая связь:

$$\Delta\omega_0/\omega_0 = K_2(\Delta\omega_{\text{ЧМ}}/\Delta\omega_0).$$

Уменьшение значения  $K_2$ , определяемого нелинейностью СМХ, в принципе возможно при использовании специальных корректоров модулирующего сигнала для внесения в него предыскажений, компенсирующих нелинейность модуляционной характеристики.

Для ряда областей применения сигналов ЧМ, например подвижной связи в УКВ-диапазоне, где необходимая девиация частоты  $\Delta\omega_{\text{ЧМ}}$  достаточно мала ( $\Delta\omega_{\text{ЧМ}}/2R \approx 5...10$  кГц), что соответствует на рабочей частоте  $f_0 > 30$  МГц значению  $\Delta\omega_{\text{ЧМ}}/R_0 \approx 10^{-4}$ , широко применяются модулируемые по частоте КАГ. При этом возможно увеличение  $\Delta\omega_{\text{ЧМ}}$  на выходе передающего устройства благодаря применению каскадов умножения частоты, входящих обычно в его состав.

При таком способе получения ЧМ существуют особенности построения схем модуляторов на варикапе, так как при его проектировании возникает противоречие: с одной стороны, частота АГ стабилизируется кварцевым резонатором, а с другой стороны, необходимо изменять частоту по закону модуляции.

Принципы построения и схемы КАГ весьма разнообразны, но подавляющее их большинство выполняется по осцилляторным схемам, в которых кварц играет роль индуктивности контура АГ. При этом генерируемая частота оказывается между частотами последовательного  $\omega_{\text{кв}}$  и параллельного  $\omega_{\text{пар}}$

резонансов кварца, но ближе к первому.

Поскольку параметры кварцевых резонаторов таковы, что  $C_0 \gg C_{\text{кв}}$ , разница между этими частотами  $\Delta\omega_{\text{п.п.}} = \omega_{\text{пар}} - \omega_{\text{кв}}$  мала и определяется соотношением

$$\Delta\omega_{n,n} / \omega_{\text{кв}} = (\omega_{\text{пар}} - \omega_{\text{кв}}) / \omega_{\text{кв}} \approx 0,5C_{\text{кв}} / C_0.$$

Изменение частоты КАГ возможно в еще меньших пределах:

$$\Delta\omega_{\text{ЧМ}}/\omega_0 < 0,3\Delta\omega_{\text{п.п.}}/\omega_{\text{кв}},$$

что составляет приблизительно  $(2...3) 10^{-4}$ .

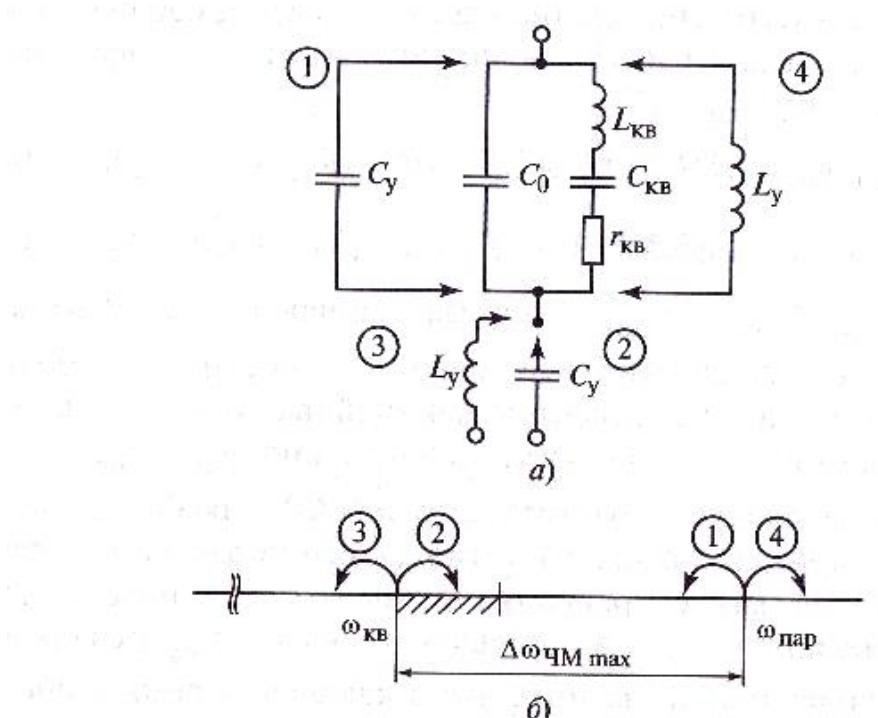
Но даже такие значения относительных изменений частоты оказываются достаточными в ряде практических случаев.

Управляемую реактивность, например варикапа, следует подключать к элементу контура АГ, в основном определяющему частоту колебаний, т. е. к кварцевому резонатору. Это включение может быть как последовательным, так и параллельным.

Возможные четыре варианта подключения управляемой емкости  $C_y$  или индуктивности  $L_y$  к кварцевому резонатору показаны на рис. 8.16, а.

Влияние этих управляемых реактивностей на резонансные частоты кварцевого резонатора и максимально возможную девиацию частоты  $\Delta\omega_{\text{ЧМ, max}}$  иллюстрируется рис. 8.16, б. Коротко проанализируем способы подключения управляемой емкости для выбора наилучшего.

- При подключении  $C_y$  параллельно резонатору понижается частота параллельного резонанса и уменьшается максимальная  $\Delta\omega_{\text{ЧМ, max}}$ .
- Последовательное включение  $C_y$  повышает частоту последовательного резонанса  $\omega_{\text{кв}}$  и также уменьшает  $\Delta\omega_{\text{ЧМ, max}}$ .
- Последовательное включение  $L_y$  понижает частоту последовательного резонанса  $\omega_{\text{кв}}$  и увеличивает  $\Delta\omega_{\text{ЧМ, max}}$ .



**Рис. 8.16. Варианты подключения управляемых реактивностей к КР (а) и диаграмма, характеризующая их влияние на частоты резонансов кварца (б)**

4. Параллельное включение  $L$  повышает частоту  $\omega_{\text{пар}}$  и увеличивает  $\Delta\omega_{\text{ЧМ-макс}}$ , но мало влияет на характеристику  $X_{\text{кв}}(\omega)$  в области последовательного резонанса, вблизи которого и расположена частота колебаний АГ. Это не позволяет на практике реализовать преимущества влияния  $B_y$  на резонансные частоты  $\omega_{\text{кв}}$  и  $\omega_{\text{пар}}$  при управлении частотой колебаний.

Таким образом, наиболее эффективным способом получения ЧМ в КАГ оказывается последовательное подключение к кварцевому резонатору  $L_y$ . При использовании в качестве модулятора вариакапа управляющий индуктивный элемент реализуется включением последовательно с вариакапом такой корректирующей индуктивности  $L_{\text{кор}}$ , чтобы  $\omega L_{\text{кор}} > 1 / (\omega C_B)$ . При этом эквивалентная индуктивность такой цепи  $L_3 = L_{\text{кор}} - 1 / \omega C_B(e_n)$  зависит от запирающего напряжения на вариакапе  $e_u$ .

Известно, что частота генерируемых колебаний близка к частоте последовательного резонанса  $\omega_{\text{кв}}$  (при этом в осцилляторной схеме рис. 7.28  $\omega > \omega_{\text{кв}}$ ). Подключение последовательно с КР цепочки  $Z_{\text{кор}}, C_B(e_n)$ , эквивалентной индуктивности  $L_3$ , понижает частоту колебаний  $\omega$ , и при определенных значениях  $L_{\text{кор}}$  она может оказаться ниже частоты  $\omega_{\text{кв}}$  — частоты кварцевого резонатора ( $\omega < \omega_{\text{кв}}$ ).

Анализ такой схемы управления частотой КАГ приводит к следующим выражениям для расчета девиации частоты и коэффициента нелинейных искажений:

$$\Delta\omega_{\text{ЧМ}}/\omega_0 = 0,25(1 - v)^2 (C/C_{\kappa b}(E_n 0))U_\Omega / (\varphi_k + E_n); \quad (8.28)$$

$$K_2 = (\Delta\omega_{\text{ЧМ}}/\omega_0)(C_0/C_{\text{кв}})[0,5 + (1 - v)(C_0 / C_B)]/[1 - v]^2 (C_0/C_B)], \quad (8.29)$$

где  $v = (\omega_0 - \omega_{\text{кв}})/(\omega_{\text{пар}} - \omega_{\text{кв}})$  — нормированная частота колебаний.

Из (8.28) и (8.29) следует, что при  $v < 0$  достигается большая девиация частоты и уменьшаются нелинейные искажения, этому соответствует режим работы с частотой колебаний  $\omega_0 < \omega_{\text{кв}}$ .

В заключение следует отметить, что в КАР с возбуждением на механических гармониках кварца возможности управления частотой уменьшаются, так как сокращается относительная полоса частот между параллельным  $\omega_{\text{пар}}$  и последовательным  $\omega_{\text{кв}}$  резонансами

кварца. Это происходит из-за того, что в кварцевом резонаторе  $C_0 \approx \text{const}$  на гармониках и основной частоте, а  $C_{\text{кв}}$  уменьшается с увеличением номера гармоники и (при этом  $C_{\kappa b}(n)/C_0 \approx 1/n$ ).

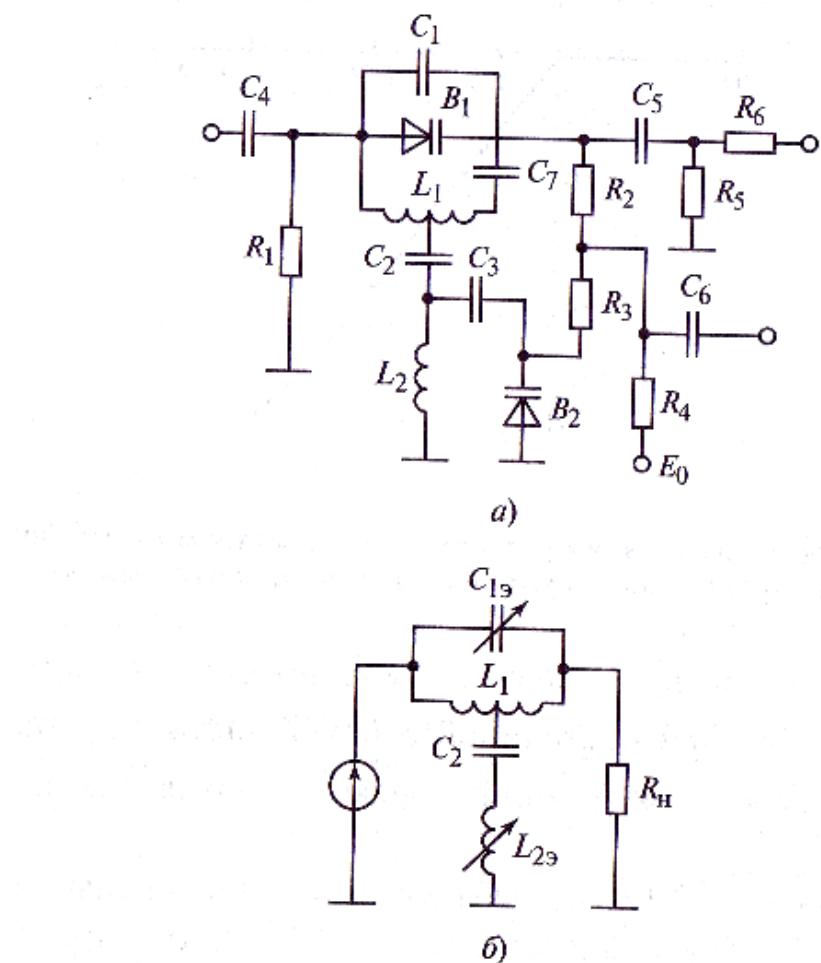
## 8.6. Модуляторы фазы

Модуляторы фазы широко используются в системах УКВ-связи, телевизионных передатчиках СВЧ, в передатчиках радиолокационных станций для формирования радиосигналов ЧМ, ФМ и ФМн при высоких требованиях к стабильности частоты несущего колебания. Кроме того, модуляторы фазы применяются для управления диаграммами направленности фазированных антенных решеток.

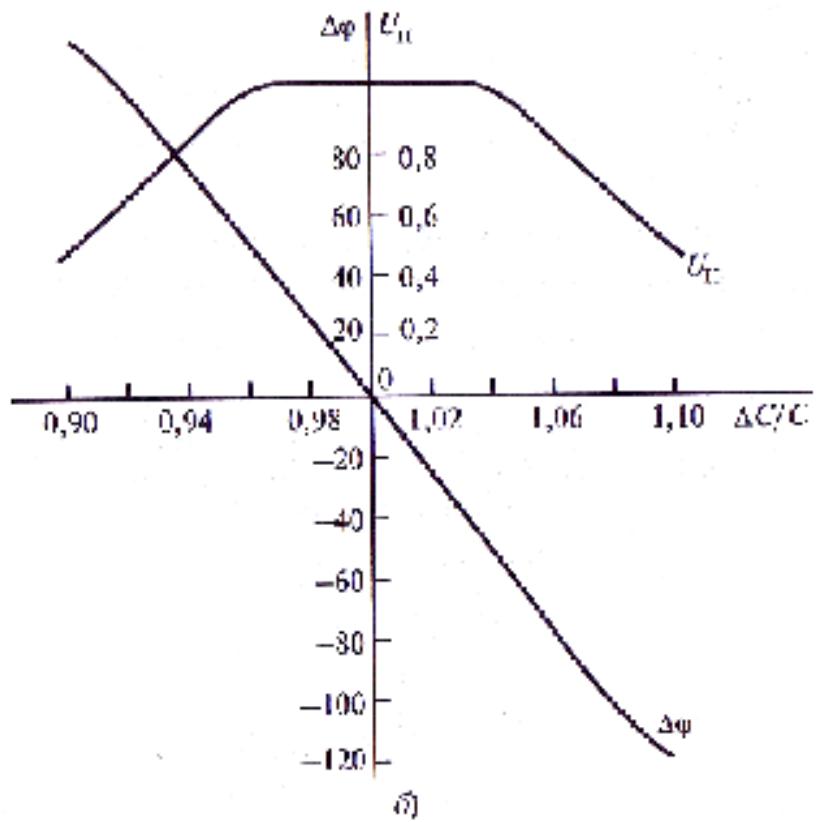
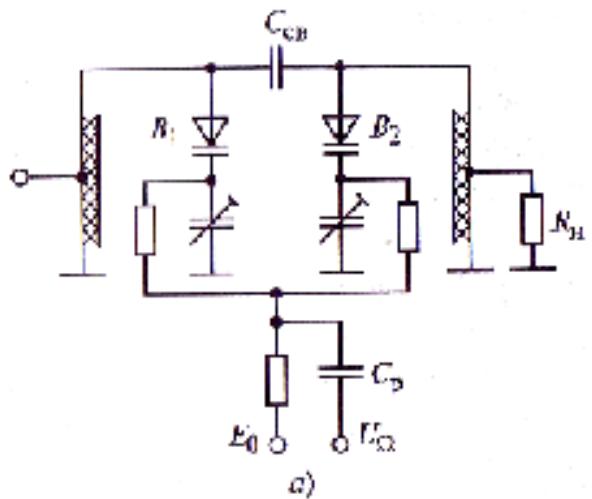
В идеальном случае модулятор фазы обеспечивает линейную зависимость девиации фазы  $\Delta\phi$  от управляющего напряжения при постоянстве амплитуды ФМ-колебаний на выходе модулятора и отсутствии ПАМ.

Существует множество принципов и схем для получения ФМ. В радиопередающих устройствах часто применяются схемы, приведенные на рис. 8.17, а и 8.18, а. В основе обеих схем фазовращатели на резонансных контурах.

В контуры введены варикапы  $B$ , емкости которых меняются модулирующим напряжением. Это приводит к расстройке контуров



**Рис. 8.17. Фазовый модулятор с двойным Т-мостом (а) и эквивалентная схема его колебательной системы (б)**



**Рис. 8.18. Модулятор фазы с двумя резонансными контурами (а) и частотные характеристики фазовращателя с двумя резонансными контурами (б)**

относительно частоты  $f_0$  колебаний, генерируемых возбудителем. Расстройка контуров при постоянной рабочей частоте  $f_0$  сопровождается изменением фазы колебаний на выходе модулятора, т. е. появлением ФМ. Модулятор на рис. 8.17, а содержит два резонансных контура включенных по Т-образной схеме (рис. 8.17, б). В этих контурах эквивалентные емкость  $C_{1e}$  и индуктивность  $L_2$  изменяются с помощью вариакапов  $B_1$ ,  $B_2$  под действием модулирующего сигнала  $U_\pi$ ,

напряжение которого прикладывается через сопротивления к варикапам  $B_2$  и  $B_2$ . Сравнивая схемы рис. 8.17, а и б, находим

$$C_{1_3} = C_1 + C_{\epsilon 1}$$

$$L_{2_3} = \frac{1}{1/L_2 - \omega^2 C_3 / (1 + C_3 / C_{\epsilon 2})} \quad (8.30)$$

Фазовращатель, показанный на рис. 8.17, б, имеет следующие свойства:

1) если контуры одинаковы и настроены в резонанс на частоту входного напряжения  $f_0$ , а сопротивление нагрузки  $R_H$  равно при этом характеристическому сопротивлению контуров:

$$\rho = \sqrt{L_{2_3} / C_2} = \sqrt{L_1 / C_1} \quad (8.31)$$

то выходное напряжение оказывается сдвинутым по фазе относительно входного на  $180^\circ$  и равным ему по амплитуде;

2) если одновременно пропорционально изменять  $C_{1_3}$  и  $L_{2_3}$  в пределах  $\pm 50\%$  их значения при резонансе, то изменение фазы выходного напряжения достигнет  $\pm 90^\circ$ ;

3) входное сопротивление фазовращателя (см. рис. 8.17, б) при изменении  $C_{1_3}$  и  $L_{2_3}$  остается активным, постоянным и равным  $R_H$ .

Коэффициент передачи напряжения также остается постоянным, равным единице.

При постоянстве входного сопротивления фазовращателя и коэффициента передачи напряжения обеспечивается отсутствие ПАМ.

К сожалению, зависимость фазы от изменения  $C_{1_3}$ ,  $L_{2_3}$  оказывается существенно нелинейной. К тому же существует нелинейная зависимость  $C_{1_3}$  и  $L_{2_3}$  от модулирующего напряжения  $E_y$ . В результате близкую к линейной статическую модуляционную характеристику  $\phi(E_y)$  при отсутствии ПАМ удается получить при небольшой девиации фазы — порядка  $10^\circ$ . На практике требуется большая девиация фазы. Анализ схемы рис. 8.17, б показывает, что можно, уменьшив  $R$  приблизительно до 0,4г, получить частичную взаимную компенсацию нелинейности зависимостей  $\phi(C_{1_3}, L_{2_3})$  и  $C_{1_3}(E_y)$ ,  $L_{2_3}(E_y)$  и достигнуть приемлемого уровня нелинейных искажений статической модуляционной характеристики ( $K_g$  в пределах единиц процентов) при девиации фазы до  $\pm 70^\circ$ . При этом, однако, возникает ПАМ с глубиной около 70 %. Для ее устранения после модулятора приходится включать усилитель-ограничитель.

Попутно усилитель увеличивает амплитуду модулированного сигнала, которая значительно снижается из-за включения аттенюатора (резисторы  $R_5$ ,  $R_e$  на рис. 8.17, а).

Аттенюатор необходим для обеспечения оптимального значения сопротивления нагрузки  $R_h$  фазовращателя, на которое не должно заметно влиять возможное изменение входного сопротивления последующих цепей. Конденсаторы  $C_4—C_7$  — разделительные.

При работе на частоте десятки мегагерц типичное значение напряжения смещения  $E_0$ , задающее начальную емкость варикапов, выбирается в пределах 1,5...2,5 В, а амплитуда модулирующего напряжения — около 1 В. Напряжение несущей частоты на входе модулятора устанавливается в доли вольта.

На рис. 8.18, *a* показан модулятор на основе квазиполиномиального фильтра, состоящего из пары связанных контуров. Такой модулятор предназначен для работы на частотах нижней части СВЧ-диапазона (сотни мегагерц).

Емкость каждого контура складывается из емкости варикапа и последовательно включенного с ним конденсатора, который можно использовать для подстройки контура. В качестве контурной индуктивности применен заземленный на одном конце и разомкнутый на другом отрезок полосковой линии длиной меньше четверти волны.

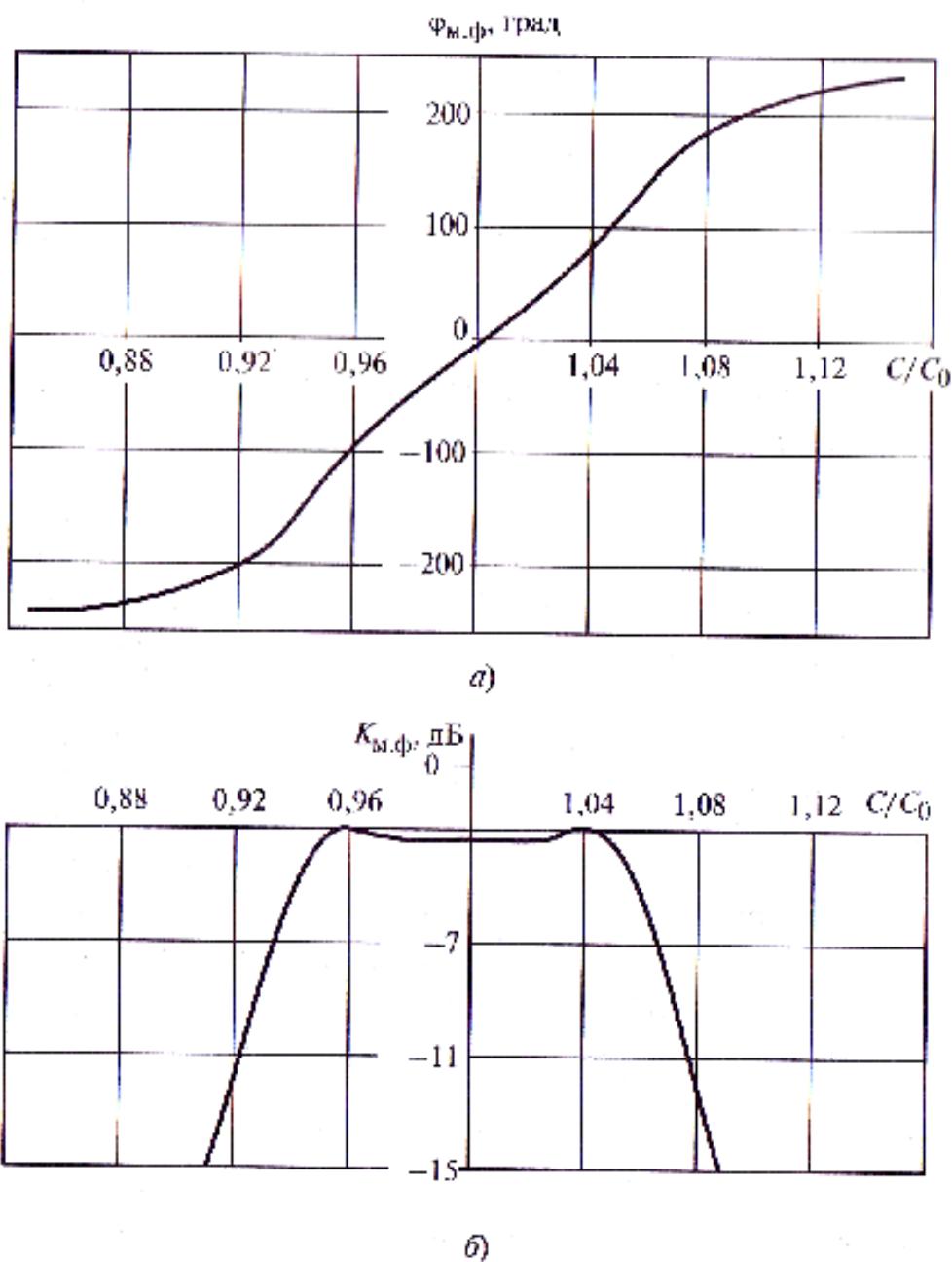
Параметры схемы можно подобрать так, чтобы при изменении фазы Аф примерно на  $\pm 60^\circ$  амплитуда напряжения на нагрузке изменялась незначительно, в пределах единиц процентов (рис. 8.18, *b*).

Система из нескольких связанных контуров (см. рис. 8.11) часто используется в качестве полосового фильтра. Как известно, в полосе пропускания фаза коэффициента передачи изменяется в зависимости от частоты почти по линейному закону, а входное сопротивление и модуль коэффициента передачи остаются примерно постоянными. Вполне очевидно, что эти свойства системы связанных контуров сохраняются и в том случае, когда частота колебаний остается постоянной, а изменяется собственная частота контуров. На этом основано использование такой системы в МФ. Для перестройки контуров, как и в предыдущей схеме, применяются варикапы.

Зависимость фазы напряжения на нагрузке от расстройки контурных емкостей, а также затухание в децибелах показаны на рис. 8.19. Максимальное изменение фазы равно  $n \cdot 90^\circ$ , где  $n$  — число контуров.

При  $n = 3$  пределы перестройки фазы равны  $\pm 270^\circ$ . Из рис. 8.19, *a* видно, что рабочая область изменения фазы должна быть не выше  $\pm 120^\circ$ . За пределами этой области резко растет затухание, а кроме того, сильно изменяется входное сопротивление фильтра.

Расчет показывает, что коэффициент передачи и входное сопротивление трехконтурного фазовращателя почти постоянны в пределах



**Рис. 8.19.** Зависимости фазы напряжения на нагрузке модулятора фазы  $\Phi_{m,\phi}$  (а) и затухания коэффициента передачи  $K_{m\phi}$  (б) от изменения контурных емкостей

изменения фазы  $\pm 120^\circ$ , если характеристические сопротивления кон-ров и сопротивления емкостных связей выбраны из соотношений:

$$p = \omega L = 1/(\omega C_{B0}) \approx 5,5 R_h / Q_x; \quad (8.32)$$

$$x_{ce} = 1/(\omega C_{ce}) \approx 1,2 R_h \quad (8.33)$$

Здесь  $Q_x$  — собственная добротность контуров.

Максимальное изменение емкости варикапов в схеме рис. 8.11, ограниченное областью с незначительной ПАМ,

$$\Delta C_B / C_{B0} \approx \pm (4,4 / Q_x), \quad (8.34)$$

где  $C_{в0}$  — значение емкости варикапа при напряжении смещения  $E_{в0}$ . Максимальная амплитуда модулирующего напряжения должна быть не выше значения

$$U_{\Omega_{\max}} \approx (8,8/Q_x)/E_{в0}. \quad (8.35)$$

Коэффициент нелинейных искажений такого МФ составляет единицы процентов.

## 8.7. Интегральные генераторы, управляемые по частоте

Автогенераторы, управляемые по частоте напряжением (ГУН), выпускаются многими фирмами в интегральном исполнении. В диапазоне выходных частот до 400 МГц для управления частотой гармонических колебаний удобно использовать интегральные цифровые вычислительные синтезаторы частот, которые из отсчетов синусоиды формируют сигнал на выходе цифроаналогового преобразователя. В них средняя частота задается высокостабильным тактовым генератором, а закон и параметры модуляции устанавливаются программно (см. § 9.4). В качестве интегральных ГУН также используются АГ на биполярных или полевых транзисторах с колебательной LC-системой и управлением частотой путем изменения смещения варикапа. В отдельных случаях, например для ГУН, устойчивых к проникающей радиации, применяются вакуумные электронные приборы (триоды, тетроды, электронные приборы СВЧ).

Основными характеристиками интегральных ГУН являются: 1) диапазон перестройки по частоте от  $f_{\text{ниж}}$  до  $f_{\text{верх}}$ ; 2) средняя по диапазону перестройки выходная мощность; 3) линейность модуляционной характеристики по диапазону  $S_y = df_r / dE_y$  при допустимом уровне ПАМ; 4) характеристика спектральной плотности мощности фазовых шумов при различных отстройках  $F = |f - f_r|$  от несущей частоты  $f_r$ , в диапазоне перестройки.

Кроме того, в параметрах таких изделий указывают: а) содержание высших гармоник в выходном сигнале; б) интервал изменения управляемого напряжения; г) постоянную времени установления частоты при скачке управляемого напряжения или высшую частоту в спектре модулирующего сигнала, при которой крутизна модуляционной характеристики незначительно ниже статической; д) значения напряжения и тока питания; е) чувствительность частоты к вариациям напряжения питания, температуры окружающей среды и фазы коэффициента отражения от нагрузки, т. е. коэффициента затягивания частоты.

Современные ГУН на основе *LC*-генераторов предназначены для диапазона частот от 5 до 26 ГГц. Относительная ширина полосы перестройки их частоты лежит в пределах от нескольких процентов средней частоты (для высокостабильных источников с повышенной линейностью перестройки) до одной-полутора октав, когда  $f_{\text{верх}} / f_{\text{ниж}} > 2$  (для сверхширокополосных систем связи). Ее ограничивают такие факторы, как предел изменения емкости варикапа, недопустимые изменения выходной мощности, нелинейность модуляционной характеристики. В состав интегральных ГУН миллиметрового диапазона длин волн иногда включают широкополосный буферный умножитель частоты на 2 или на 4, который играет роль развязывающего каскада для ослабления влияния нагрузки, а пониженная частота АГ облегчает построение колебательной системы с управлением частотой на варикапе.

Выходная мощность ГУН обычно варьируется в пределах от 0,2 до 500 мВт. Как правило, пониженный уровень мощности относится к моделям, в которых встроен выходной буферный каскад, ослабляющий влияние нестабильной фазы нагрузки. В состав некоторых из интегральных ГУН сантиметрового и миллиметрового диапазонов включают направленный ответвитель и широкополосный делитель частоты с фиксированным коэффициентом деления, что облегчает организацию системы фазовой автоподстройки частоты для стабилизации сетки частот.

В радиопередающих устройствах ГУН часто применяют в составе частотных модуляторов, которые переносят спектр модулирующего колебания на несущие частоты. В этом случае, если использовать четырехфазный выходной сигнал, гармонические компоненты которого имеют одинаковые амплитуды с основным и сдвинуты от него по фазе на 90, 180 и 270°, можно построить однополосный модулятор, в котором подавлены путем балансировки опорная частота и одна из боковых частотных полос, так что отпадает необходимость в частотной фильтрации. Для таких применений выпускают системы из двух синхронных ГУН со сдвигом фаз их колебаний на 90°, причем каждый из них имеет по два противофазных выхода.

Шумовые свойства ГУН характеризуются относительной спектральной плотностью мощности (СПМ) колебания, вызванной шумовой фазовой модуляцией, при отстройке  $F$  от центральной частоты. Эта СПМ нормируется к мощности самого колебания и обозначается  $L_\phi(F)$ . Она определена при положительных и отрицательных  $F$  и является четной функцией  $F$ . В литературе ее обычно называют «СПМ фазового шума ГУН в одной боковой полосе» или просто «СПМ фазового шума ГУН». Она является монотонно убывающей

функцией отстройки  $F$ , а ее значение вдвое меньше СПМ шумовой фазовой модуляции, выраженной в радианах, на частоте анализа  $F$ .

Типовые значения  $L_\phi(F)$  при отстройке 10 кГц составляют - (120...130) дБ/Гц для рабочих частот менее 500 МГц и - (95... 102) дБ / Гц для ГУН с выходной частотой 2...3 ГГц. Мало-шумящие интегральные ГУН имеют  $X_\phi = -147$  дБ/Гц при отстройке 100 кГц и  $L_\phi = -100$  дБ/Гц при отстройке 1 кГц. Уровень шума ГУН существенно зависит от шумовых свойств источников напряжения питания АГ и управляющего напряжения и его следует измерять высококачественным измерительным анализатором.

Содержание высших гармоник в выходном сигнале ГУН зависит от вида колебательной системы, режима активного элемента АГ и от рабочей точки варикапа. Уровень второй гармоники по сравнению с первой обычно изменяется в пределах от -7 до -40 дБ. Для снижения уровня высших гармоник в выходную цепь некоторых интегральных ГУН встраивают фильтры низких частот, подавляющие вторую и высшие гармоники.

Питающие напряжения ГУН для большинства изделий составляют +3 В, +5 В или +12 В. Потребляемый ток обычно не превышает 30 мА. Ряд ГУН имеют встроенный буферный усилитель для увеличения развязки от вариаций нагрузки. Для некоторых моделей ГУН нормируется время установления и спада мощности после коммутации питания, которое составляет 5... 10 мкс.

Модуляционные характеристики ГУН монотонны. Если ГУН оптимизирован как малошумящий, то он может иметь повышенный до  $\pm 6$  дБ уровень ПАМ и нелинейности модуляционной характеристики (непостоянство крутизны управления в 2...3 раза). Соответственно модель, оптимизированная для широкого диапазона перестройки, например шириной в октаву, или модель, созданная для высокой линейности модуляции, будет иметь увеличенный шум, но допустимый уровень ПАМ в пределах  $\pm 1$  дБ.

Некоторые интегральные схемы ГУН разработаны на напряжение управления не более +3 В, другие — не более +5 В для некоторых требуется напряжение выше +20 В. Работа при нулевом управляющем напряжении обычно безопасна, но не соответствует номинальному режиму, так как вблизи нулевого управляющего напряжения открывание  $p-n$  перехода варикапа уменьшает выходную мощность.

Полоса модулирующих частот в большинстве изделий не опускается ниже 100 кГц. Поскольку данный параметр ограничен только номиналами блокировочных цепей, то можно выбрать ГУН с заметно более широкой полосой частот (до 30 МГц) по цепи управления.

Коэффициент чувствительности частоты к варияциям температуры окружающей среды изменяется в пределах от 20 МГц/°С для ГУН диапазона 6 ГГц до 0,02 МГц/°С для микросхем диапазона 100...150 МГц. Повышение температуры от 25 до 85 °С может приводить к снижению средней частоты на 0,5...1 % и мощности на 0,3...0,5 дБ, понижение же температуры до -55 °С увеличивает частоту на 1...2 %, а мощность на 0,2...0,4 дБ.

Если в ГУН встроены буферные широкополосные усилители или удвоители частоты, чувствительность к фазе коэффициента отражения уменьшается. Встроенный буферный усилитель позволяет в некоторых моделях иметь два взаимно развязанных выхода для подключения нагрузки.

## Контрольные вопросы и задания

1. Укажите области применения и основные параметры угловой модуляции в передатчиках.
2. Как связаны девиация частоты и индекс угловой модуляции с параметрами модулирующего сигнала при ЧМ и ФМ?
3. Как определить, какой вид модуляции (ЧМ или ФМ) осуществляется в передатчике?
4. Как получить ЧМ-колебания, располагая модулятором фазы?
5. Приведите примеры схем модуляторов фазы.
6. Изобразите структурную схему и поясните принцип работы ЧМ-возбудителя.
7. Изобразите принципиальную схему автогенератора с ЧМ с помощью варикапа.
8. Каковы особенности и возможности осуществления ЧМ в кварцевом автогенераторе?
9. Какие возможны методы и решения для повышения линейности модуляционных характеристик при угловой модуляции?
10. Как определяется коэффициент нелинейных искажений при ЧМ?
11. Объясните, почему можно компенсировать нелинейные искажения в ЧМ-сигнале, применяя цепи из линейных /сфC-элементов?
12. Какие возможны решения для повышения стабильности средней частоты при угловой модуляции?
13. Каковы причины возникновения нелинейных искажений при усилении мощности сигналов с УМ в ВЧ-тракте передатчика?

## Глава девятая

# ФОРМИРОВАНИЕ ОПОРНЫХ КОЛЕБАНИЙ И СИНТЕЗ ЧАСТОТ

---

### 9.1. Требования к синтезаторам частот

При построении возбудителя с высокими требованиями к номинальному значению несущей частоты, чистоте спектра, параметрам модуляции и возможностям управления параметрами сигнала в широких пределах приходится решать трудную и противоречивую техническую задачу одновременного обеспечения стабильности и управляемости параметров формируемого колебания. Она решается с помощью операций синтеза частот.

Синтезом частот называют процесс получения одного или нескольких колебаний с нужными номинальными значениями частот из конечного числа исходных колебаний путем преобразования частот, т.е. с помощью таких операций над колебаниями, при которых происходит сложение, вычитание, умножение или деление на рациональные числа частот исходных колебаний. Комплекс устройств, осуществляющих синтез частот, называют системой синтеза частот. Если система выполнена в виде конструктивно самостоятельного устройства, то это устройство называют *синтезатором частот* (СЧ).

Колебания, являющиеся исходными в процессе синтеза частот, получают от источников колебаний с высокой стабильностью частоты, которые называют *опорными генераторами (ОГ)*. Современные СЧ, как правило, работают от одного ОГ, поэтому далее рассматриваются только такие СЧ.

Реальные СЧ выполняются либо с внутренним ОГ, либо с входом для внешнего ОГ, либо с возможностью использования как внутреннего ОГ, так и внешнего.

Синтезаторы частот применяют в качестве: а) источников колебаний несущей частоты в радиопередающих устройствах; б) гетеродинов в радиоприемных устройствах; в) генераторов опорных колебаний в измерительной технике при формировании сигналов с различными видами модуляции; г) устройств переноса свойства стабильности частоты из одного диапазона частоты в другой.

Для оценки свойств СЧ важны следующие параметры: 1) рабочий диапазон выходных частот и выходная мощность; 2) шаг по частоте; 3) частота и мощность опорного колебания; 4) собственный фазовый

шум; 5) содержание в спектре выходного сигнала высших гармоник и паразитных сосредоточенных составляющих (ПСС) спектра колебаний; 6) длительность процесса перестройки частоты от одного дискретного значения к другому.

Среди вспомогательных параметров СЧ имеют технико-экономическое значение: вид интерфейса и способ установки параметров СЧ; напряжение питания и потребляемая мощность; возможности управления выходными колебаниями; чувствительность к вариациям параметров внешней среды и электропитания; конструктивные свойства и цена изделия.

Рассмотрим способы количественного определения основных параметров СЧ. Ширина диапазона рабочих частот  $B = f_{\text{верх}} - f_{\text{ниж}}$  часто характеризуется также относительной величиной  $Bf_{cp}$  (где  $f = (f_{\text{верх}} + f_{\text{ниж}}) / 2$  — средняя частота), а также коэффициентом перекрытия по частоте  $= f_{\text{верх}}/f_{\text{ниж}}$ . Различают узкополосные СЧ с  $B / f_{cp} < 10 \%$ , октавные СЧ с  $k_f$  да, сверхширокополосные СЧ с  $k_f > 2$ .

Форма выходного сигнала СЧ чаще всего близка к синусоидальной.

Эффективное значение выходной амплитуды с  $U_{\text{вых}}$  не является критическим параметром и характеризуется мощностью  $P_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}^2 / R$  на номинальной активной нагрузке  $R$ . По умолчанию  $R = 50 \Omega$ . Мощность  $P_{\text{вых}}$  измеряется в децибелах относительно мощности 1 мВт:  $P_{\text{вых}} [\text{дБм}] = 10$ . Обычно для СЧ значение  $P_{\text{вых}}$  находится в пределах (-2 ... +10) дБм.

Сетка частот СЧ, как правило, равномерная, а шаг по частоте  $\Delta f$  принимает значения от долей герца до единиц мегагерц. Количество дискретных частот может достигать  $10^6 \dots 10^{12}$ .

Если в качестве ОГ используется квантовый генератор, то значение опорной частоты  $f_{\text{п}}$  определяется используемым квантовым переходом с 10... 12 достоверными десятичными разрядами.

Специализированные СЧ, называемые схемами переноса стабильности частоты, применяются в составе квантовых стандартов частоты и обеспечивают формирование выходных колебаний со стандартизованными значениями выходной (опорной) частоты  $f_{\text{оп}} = 1 \text{ МГц}$  или  $f_{\text{оп}} = 5 \text{ МГц}$  при относительной погрешности воспроизведения частоты от прибора к прибору, от включения к включению и за время измерения от 1с до 12ч не более  $10^{-12}$ . В автономных СЧ массового применения в качестве ОГ используют автогенераторы со стабилизирующими кварцевыми резонаторами, которые обеспечивают относительную нестабильность частоты порядка  $10^{-5} \dots 10^{-8}$ .

Важной технической характеристикой, определяющей качество сигнала любого источника гармонических колебаний, является спектральная плотность мощности его фазовых шумов  $S_\varphi(F)$ , где  $F$  — частота Фурье-анализа. Значение  $S_\varphi(F)$  измеряют анализатором фазовых шумов, включающим в себя генератор с прецизионной стабильностью, устройство выделения разности фаз  $\varphi(t)$  между эталонным и измеряемым колебанием и анализатор спектра случайного процесса  $\varphi$ -величина  $S(F)$  — это СПМ фазового шума, т. е. средний квадрат фазового шума, выраженного в радианах в полосе 1 Гц в окрестности частоты анализа  $F$ . Величина  $S_\varphi(F)$  уменьшается по мере увеличения частоты анализа  $F$ , достигая не зависящего от  $F$  уровня «белого фазового шума»  $S_\varphi(F)$  при больших значениях  $F$ . Для простоты вместо графика  $S_\varphi(F)$  уровень фазового шума характеризуют значениями СПМ для нескольких значений частоты анализа, например для 100 Гц, 1 кГц, 10 кГц, 100 кГц и т.д. По характеристике  $S_\varphi(F)$  можно определить СПМ флуктуационных отклонений от номинальной частоты.

Оценочная кратковременная нестабильность частоты СЧ определяется среднеквадратичным паразитным отклонением частоты,

$$\Delta f_{\text{ско}} = \sqrt{\int_{F_h}^{F_d} S_f(F) dF}, \text{ где } F_h \text{ и } F_d — \text{ граничные значения полосы частот}$$

анализа. По умолчанию принимают  $F_h = 100$  Гц,  $F_d = 10$  МГц. Нестабильность стандартов частоты нормируется за определенное время, например за секунду, сутки, год или за отрезок времени  $1/F_h$ , характерный для конкретной радиосистемы (скажем, за время передачи нескольких информационных бит сообщения).

В международных стандартах принято указывать не СПМ самих фазовых шумов  $S_\varphi(F)$ , а выраженный в децибелах относительный уровень СПМ шумовой части энергетического спектра выходного колебания  $u(t)$ , обусловленной шумовой фазовой модуляцией  $\varphi_{\text{ш}}(t)$  при отстройках от несущей ( $f - f_{\text{вых}}$ ), равных  $F$  по абсолютному значению. Эту величину, как и в § 8.7, будем обозначать  $L_\varphi(F)$  и называть СПМ фазового шума синтезатора в одной боковой полосе. Расчет СПМ колебания  $u(t)$  с фазовой модуляцией  $\varphi_{\text{ш}}(t)$  показывает, что значения  $L_\varphi(F)$  одинаковы при положительных и отрицательных отстройках от несущей и связаны с  $S_\varphi(F)$  соотношением

$$L_\varphi(F) = L_\varphi(-F) = 10 \lg[0,5S_\varphi(F)] = 10 \lg S_\varphi(F) - 3.$$

В справочниках для СЧ и других источников колебаний указывают значение  $L_\phi(F)$ . Из предыдущей формулы видно, что эта величина на 3 дБ меньше чем  $10 \lg[S_\phi(F)]$ .

Спектр полного радиочастотного выходного колебания СЧ кроме шумовых составляющих вблизи несущей частоты может содержать сосредоточенные по частоте (дискретные) составляющие на частотах, кратных несущей (высшие гармонические компоненты), на комбинационных частотах и на частотах, кратных частотам периодических процессов, например частота дискретизации (паразитные спектральные составляющие — ПСС).

Компоненты ПСС образуются из-за недостаточной фильтрации продуктов комбинационных взаимодействий смешируемых сигналов высокого порядка на нелинейных элементах, входящих в состав СЧ. Широкое использование цифровых узлов и способов синтеза приводит к появлению дополнительных ПСС из-за помех цифроаналогового преобразования. Уровни высших гармоник и ПСС могут на десятки децибел превышать уровень фазовых шумов  $L_\phi(F)$ .

Изменение выходной частоты СЧ от одного дискретного значения к другому сопровождается переходным процессом, длительность которого характеризуется временем  $\tau_{\text{пер}}$ , за которое частота приближается к новому дискретному значению, отличающемуся от исходного на  $\Delta f_c$  допустимой погрешностью. Для некоторых схем СЧ допускается быстрая модуляция частоты при стабилизации среднего ее значения. В таком случае допустимую скорость перестройки характеризуют частотой модуляции  $F_m$ , при которой девиация выходной частоты уменьшается в  $\sqrt{2}$  раз по сравнению с квазистатическим изменением управляющего сигнала.

## 9.2. Структуры синтезаторов частот

Рассматриваемые в данной главе СЧ работают от одного ОГ и обеспечивают фазовую когерентность между каждым из выходных колебаний и колебаниями ОГ. Фазовая когерентность означает, что фазовый сдвиг между ними, за вычетом линейно изменяющейся во времени компоненты, связанной с различными номинальными значениями частоты, не может неограниченно возрастать и что он стремится к постоянному значению.

Системы синтеза частот могут иметь двоичную, декадную или комбинированную структуру выбора нужной частоты из сетки возможных. Вычислительные преобразования могут быть различными, что приводит к многообразию структур СЧ. В частности, декадное

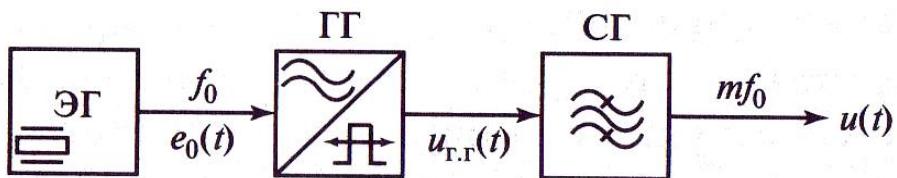
построение диктуется десятичной системой учета и регистрации частот с допустимой погрешностью, составляющей единицы герц при полосе частот десятки гигагерц. Двоичная структура легко сопрягается с цифровыми системами управления, так что выбор значения выходной частоты сводится к вводу нескольких кодов в двоичной или шестнадцатеричной форме, которые задают коэффициент пропорциональности между значениями эталонной и желаемой выходной частот.

В аналоговых синтезаторах прямого синтеза выходное колебание формируют непосредственно из эталонного с помощью смесителей, умножителей и делителей частот, отделяя нужную спектральную компоненту преобразованного колебания от остальных узкополосными фильтрами. Такие СЧ называют иногда *пассивными*. Значительные технические трудности в них возникают из-за необходимости перестройки фильтров высокого порядка и нелинейных преобразовательных узлов при изменении выходной частоты из-за высоких требований к уровню ПСС.

Рассмотрим простейший пример прямого аналогового синтезатора сетки опорных частот из колебания эталонного генератора (ЭГ), использующего лишь умножение его частоты высокого порядка  $m = 10\dots100$  (рис. 9.1).

Генератор гармоник (ГГ) выполняется как формирователь коротких импульсов с частотой следования  $f_0$ . Спектр его выходного сигнала содержит набор дискретных компонент с частотами  $f_n = nf_0$ ,  $n = 1, 2, \dots$ . Если длительность  $T$  импульсов в  $Q$  раз меньше, чем период их следования  $1/f_0$ , и импульсы прямоугольные, то амплитуды спектральных компонент, которые по закону  $A_n = \frac{2}{Q} \left| \frac{\sin(n\pi/Q)}{n\pi/Q} \right|$  уменьшаются не более, чем в 2 раза для  $n < Q/5$ .

Например, при  $Q = 100$  получается не менее 20 гармоник частоты  $f_0$  заметной амплитуды. С помощью селектора гармоник (СГ) (узкополосного перестраиваемого фильтра) выделяют из дискретного спектра нужную гармонику с частотой  $nf_0$ . Основная погрешность при  $n \gg 1$  возникает из-за того, что напряжение на выходе СГ создается не только током выбранной гармоники, но и токами соседних гармоник, попа-

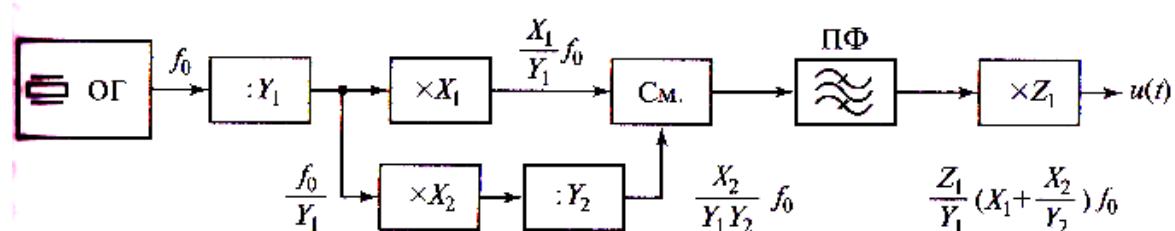


**Рис. 9.1. Структурная схема СЧ в виде умножителя частоты высокой кратности**

дающих в полосу пропускания фильтра. При перестройке фильтра СГ в широком диапазоне с одной выбранной гармоники на другую трудно получить узкую полосу пропускания, необходимую для подавления соседних гармоник. Реализация узкополосных высокочастотных перестраиваемых фильтров сложна. Обычно прибегают к двойному преобразованию частоты либо используют высокие фильтрующие свойства системы фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Однако даже для системы ФАПЧ наличие вместо гармонического эталонного сигнала большого количества гармонических компонент создает повышенный уровень паразитных дискретных составляющих в спектре выходного сигнала.

Структурная схема пассивного СЧ показана на рис. 9.2. Частота выходного сигнала/<sub>вых</sub> связана с опорной частотой  $f_0$  дробно-рациональным соотношением  $f_{вых} = \frac{Z_1}{Y_1} (X_1 + \frac{X_2}{Y_1}) f_0$ . При практическом выполнении умножителей частоты мощность выходных колебаний на гармонике быстро падает с увеличением кратности умножения частоты  $n$ . При выполнении операции преобразования частоты в смесителе и полосовом фильтре для достижения нужного уровня фильтрации зеркальных и высших комбинационных компонент нужно, чтобы частоты смешируемых колебаний различались не более чем в 10 раз. В связи с этим целые числа  $X_1, X_2, Z_1, Y_1, Y_2$  не могут быть выбраны большими, а дробно-рациональное соотношение выходной и опорной частот может быть отношением только небольших целых чисел.

Для пассивных СЧ разработаны более сложные структурные схемы, в которых путем увеличения числа узлов умножения, деления и преобразования частоты можно получить при указанных ограничениях сколь угодно точное приближение к желаемому соотношению выходной и опорной частот. Пассивные СЧ трудно перестраивать с



**Рис. 9.2. Структурная схема пассивного СЧ:**

ОГ — генератор опорных колебаний с частотой  $f_0$ ;  $\times X$  — умножители частоты;  $: Y$  — делители частоты; См. — смеситель; ПФ — полосовой фильтр

одной частоты на другую близкую частоту, а выполнение большинства каскадов с полосовыми LC-фильтрами различных частот приводит к существенному удорожанию устройства.

Прямые цифровые синтезаторы, называемые чаще цифровыми вычислительными синтезаторами (ЦВС), строятся на основе цифрового накопительного сумматора, преобразователя кодов ицифроана-логового преобразователя (ЦАП). Такие СЧ обеспечивают малые погрешности установки параметров, имеют широкие возможности по модуляции, малое время перехода от одной частоты к другой, но их выходные частоты ограничены быстродействием цифровых узлов.

Непрямые (активные или косвенные) СЧ используют в качестве выходных колебания генератора, управляемого по частоте напряжением, частота которого синхронизирована по опорному источнику с помощью кольца ФАПЧ. Синтезаторы частоты на основе ФАПЧ используются на сверхвысоких частотах вплоть до миллиметрового диапазона длин волн, но они сложнее в настройке, ограничены по функциональным возможностям, в них возможен режим потери стабильности частоты, например при выходе из полосы синхронизма.

Эти два класса СЧ подробнее рассматриваются в следующих параграфах.

### **9.3. Источники опорных высокостабильных колебаний**

Первоначальное применение СЧ имели в качестве схем переноса свойства стабильности частоты [1,2] опорного источника колебаний (кварцевого или квантового эталона частоты) на другое значение средней частоты при большом количестве десятичных разрядов, представляющих собой отношение преобразуемых частот.

Современные квантовые стандарты частоты (КСЧ) характеризуются предельно малой относительной нестабильностью частоты —  $10^{-10}...10^{-13}$ ), поэтому их применение в качестве опорных генераторов в СЧ перспективно. Однако непосредственному использованию КСЧ препятствуют их фиксированная рабочая частота и малая выходная мощность.

В качестве квантовых стандартов частоты и времени используют молекулярные (атомные) генераторы и квантовые дискриминаторы. В молекулярном аммиачном генераторе поток молекул аммиака  $\text{NH}_3$  проходит через сортирующую систему, в которой вблизи оси пучка остаются лишь возбужденные молекулы, способные в объемном резонаторе совершить квантовый переход в невозбужденное состоя-

ние, передав часть своей энергии резонатору на частоте этого перехода. В таком автогенераторе генерируются колебания с частотой  $f_{\text{кс}} \approx 23\ 870,130$  МГц (длина волны около 1,25 см) при относительной нестабильности, повторяемости и воспроизведимости частоты около  $3 \cdot 10^{-13}$ . По близкой схеме работает автогенератор на нупа-атомов водорода, выходные колебания которого на частоте  $f_{\text{к.с}} \approx 1420,405$  МГц имеют нестабильность частоты порядка  $10^{-14}$ .

В колбе с парами рубидия Rb нужные квантовые переходы образуются при дополнительном ее облучении некогерентным светом определенного спектрального состава. На парах рубидия строят активный генератор или используют их в пассивном дискриминаторе с кратковременной нестабильностью частоты за  $1\dots 10$  с порядка  $10^{-13}$ . Дискриминаторный стандарт частоты на атомах цезия работает на частоте  $f_{\text{к.с}} = 9\ 192\ 632$  кГц (длина волны около 3,26 см) и обеспечивает относительную нестабильность частоты около  $10^{-13}$  за несколько минут.

Для переноса частоты колебаний КСЧ в диапазон 1... 100 МГц без потери ее стабильности и с увеличением выходной мощности нужны устройства, преобразующие частоту  $f_{\text{кс}}$  в более низкую. Их называют схемами переноса стабильности частоты КСЧ. В таких схемах чаще всего применяют ФАПЧ высокостабильного управляемого по частоте варикапом кварцевого генератора по сигналу КСЧ. Схемы переноса стабильности работают с фиксированной настройкой, поэтому в них можно использовать аналоговые технические решения, неприемлемые для перестраиваемых СЧ.

Однако требования к стабильности фазы настолько высоки, что необходимо принимать в расчет изменения фазового набега в усилительных каскадах и фильтрах при действии дестабилизирующих факторов, например при дрейфе температуры или изменении давления воздуха.

На основе квантовых стандартов частоты и времени работают службы эталонного времени, необходимые для функционирования систем дальней связи, навигации и др. Сигналы эталонного времени, сформированные с помощью схем переноса на частотах 5 МГц и 10 МГц доставляют по радиоканалам информацию об образцовой шкале времени к территориально удаленным электронным часам.

При этом Непостоянство скорости распространения радиоволн в атмосфере Кмли оказывает влияние на фазу полученного колебания, сравнимое с собственными нестабильностями квантовых генераторов.

Промышленные стандарты частоты и времени обеспечивают относительные отклонения частоты 1,0000 ... МГц от номинального

значения не более  $1*10^{-10}$ , среднеквадратическую вариацию частоты за сутки не более  $\pm 2*10^{-11}$ , уровень ПСС с частотой промышленной сети не более -80 дБ, мощность шумовых составляющих в полосе 30 Гц ... 10 кГц не более -100 дБ, уровень высших гармоник не более - 40 дБ.

Для стабилизации частоты ОГ массового применения используют высокодобротные резонаторы. Считается, что для таких резонаторов уровень достижимой кратковременной нестабильности частоты обратно пропорционален квадрату добротности резонатора  $\Delta f/f$  ос  $1/Q^2_{\text{рез}}$ .

Кварцевые резонаторы имеют добротность от 10 до 100, поэтому на их основе выполняются АГ с относительной нестабильностью частоты от  $10^{-5}$  до  $10^{-18}$ .

Резонансная частота кварцевого резонатора  $f_{\text{кв0}}$  меняется в зависимости от рассеиваемой в нем мощности, температуры внешней среды и времени.

Опорные кварцевые генераторы выполняют на минимальную высокочастотную мощность, чтобы не превышать допустимую мощность рассеяния на резонаторе. Прецизионные кварцевые генераторы с кратковременной относительной нестабильностью частоты до  $10^{-9}$  выполняются на специально разработанных кристаллах с терmostатированием либо только резонатора, либо всего АГ. В них применяют устройства защиты от акустических, климатических и вибрационных воздействий.

Кварцевые резонаторы имеют свойство стареть: относительные уходы частоты  $f_{\text{кв0}}$  приблизительно за 1 год на один-два порядка превышают кратковременную нестабильность частоты за 1с. Для поддержания номинальной частоты кварцевого генератора с заданной точностью ее сверяют с частотой эталонного квантового стандарта частоты и корректируют с помощью управителя частоты на варикапе.

В диапазоне СВЧ можно применять АГ со стабилизирующими резонаторами на феррите на частоте 1...5 ГГц с добротностью порядка  $10^3$  или диэлектрические резонаторы на лейкосапфире до частот порядка 10 ГГц с добротностью до  $10^6$ . Возникающие при этом технические проблемы связаны со сложностью конструкции АГ со стабилизирующим резонатором, с технологическими возможностями воспроизведения резонаторов на заданную частоту, с влиянием инерционных свойств активных элементов на стабильность частоты.

## 9.4 Цифровые вычислительные синтезаторы

На рис. 9.3 представлена структурная схема ЦВС на основе накопителя кода фазы (НКФ) и полосового фильтра (ПФ), а на рис. 9.4 — временные соотношения для этой схемы.

Опорный генератор (рис. 9.3) формирует импульсы  $e_0(t)$  тактирования счета в накопителе НКФ, которые следуют с частотой  $f_t$ . Наибольшее число, которое может сохранять НКФ, составляет  $R$ . На каждом такте с номером  $i$  к выходному коду  $K_\phi(i)$  добавляется

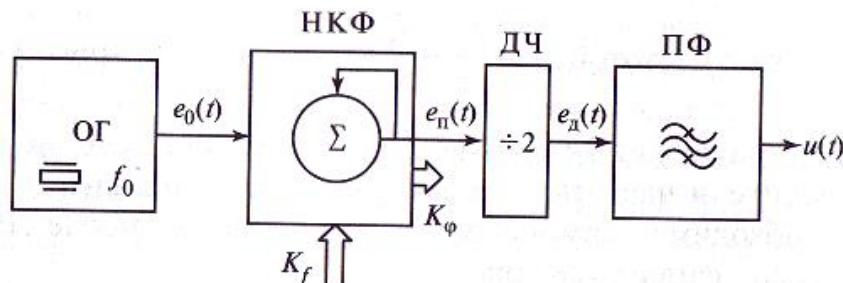


Рис. 9.3. Структурная схема ЦВС с полосовым фильтром

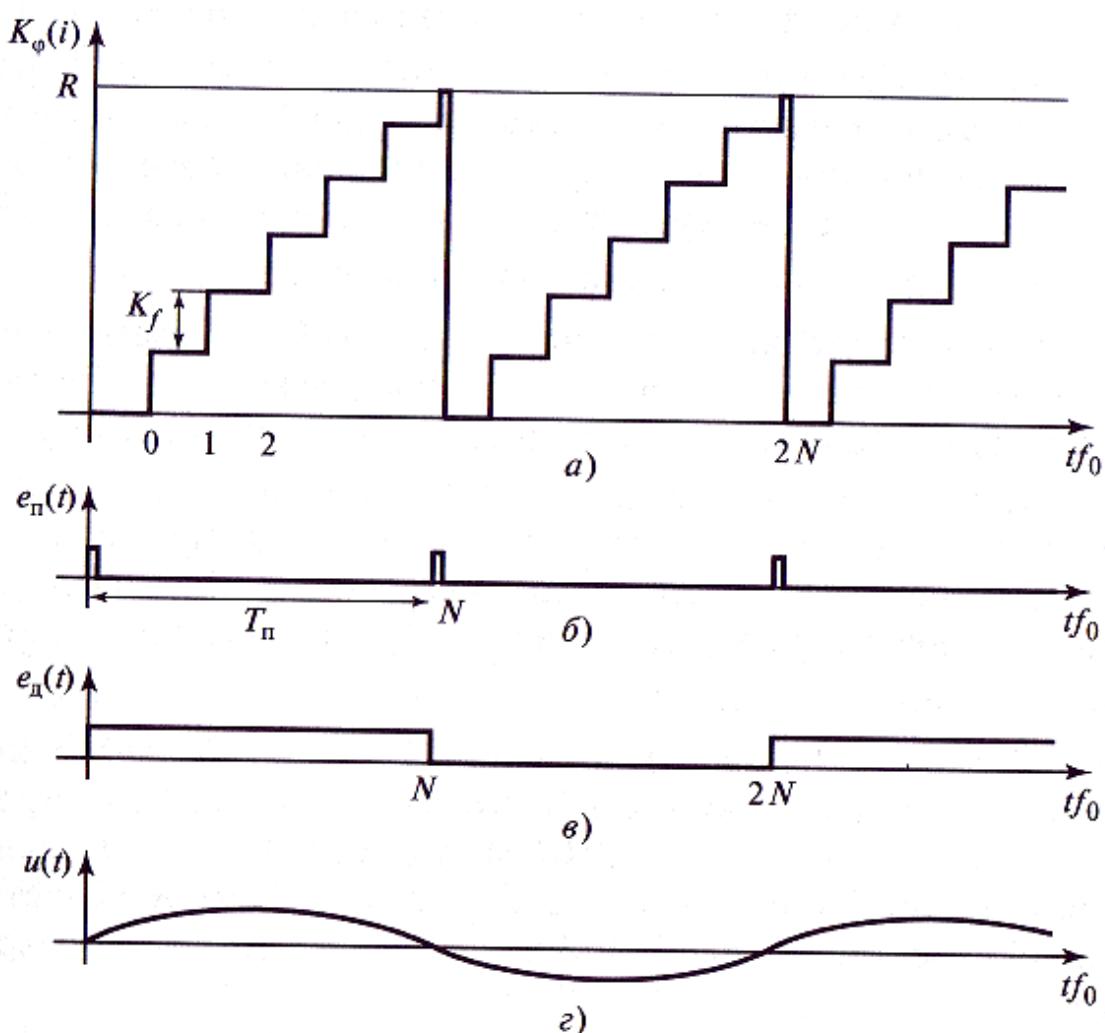


Рис. 9.4. Временные соотношения для СЧ с полосовым фильтром

(рис. 9.4, *a*) значение  $K_f$ , так что  $K_\varphi(i) = \sum_{i=0}^N K_f$ . По истечении каждого  $N = \text{ent}(R / K_f) + 1$  тактовых интервалов (здесь  $\text{ent}(\cdot)$  — операция взятия целой части числа) на выходе НКФ появляется (рис. 9.4, *б*) импульс переполнения  $e_n(t)$  и код  $K_f$  сбрасывается в нуль. Таким образом, период следования импульсов  $e_n(t)$  составляет  $T_n = N / f_T$ .

Каждый импульс вызывает переход выходного напряжения триггерного делителя частоты (ДЧ)

(см. рис. 9.3) с нижнего уровня на верхний или обратно, поэтому выходное напряжение ДЧ  $e_{\text{д.ч}}(t)$  имеет форму меандра с частотой  $f$ .

Источники колебаний такой формы находят применение на практике как делители частоты с переменным коэффициентом деления. Если же необходимо гармоническое колебание, то после ДЧ включают полосовой фильтр (см. рис. 9.3).

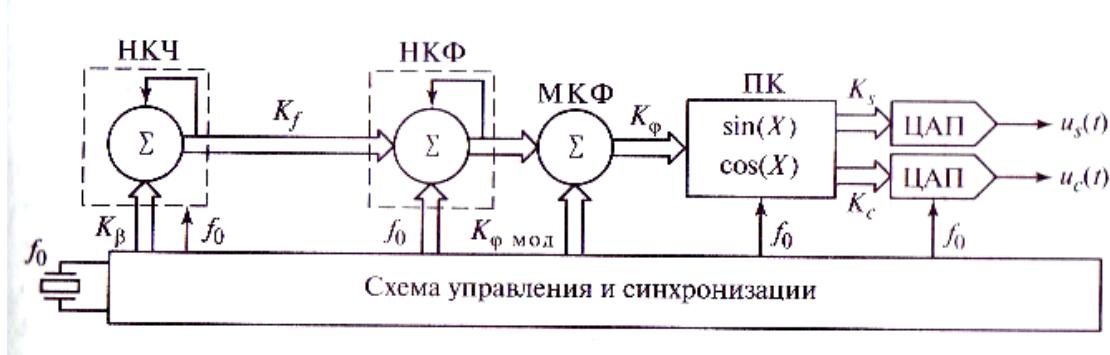
Полосовой фильтр выделяет из такого колебания гармоническую составляющую  $u(t)$  (рис. 9.4, *г*). Поскольку спектр двухуровневой последовательности вида  $e_{\text{д.ч}}(t)$  имеет компоненты только с нечетной кратностью, при соответствующей настройке ПФ можно формировать выходные колебания с частотами в 3 или в 5 раз более высокими, чем рассчитанные по этому соотношению.

Перестройка ЦВС на другую частоту сетки осуществляется изменением кода  $K_f$  и занимает не более одного периода следования импульса  $T_n$ .

Амплитудно-частотная характеристика ПФ в схеме рис. 9.3 должна быть равномерной в пределах диапазона выходных частот СЧ от  $f_{\text{н}}$  до  $f_{\text{в}}$ . Для того чтобы уровень высших гармоник по всему диапазону перестройки СЧ не превышал допустимого, нужно ограничивать ширину этого диапазона так, чтобы в полосу пропускания ПФ не попадали компоненты более высоких гармоник. Так, если в ПФ выделяется первая гармоника сигнала  $e_{\text{д.ч}}(0)$  то необходимо потребовать выполнения неравенства  $f_{\text{в}} < 2f_{\text{н}}$ .

Недостатками ЦВС по схеме рис. 9.3 являются необходимость использования аналогового полосового фильтра с высокими требованиями к равномерности его АЧХ в полосе СЧ и к подавлению высших гармоник за пределами полосы, а также невозможность значительной перестройки выходной частоты при постоянных параметрах ПФ.

В ЦВС с цифроанalogовыми преобразователями (рис. 9.5) выходной сигнал  $u(t)$  формируется на выходе структурной схемы, состоящей



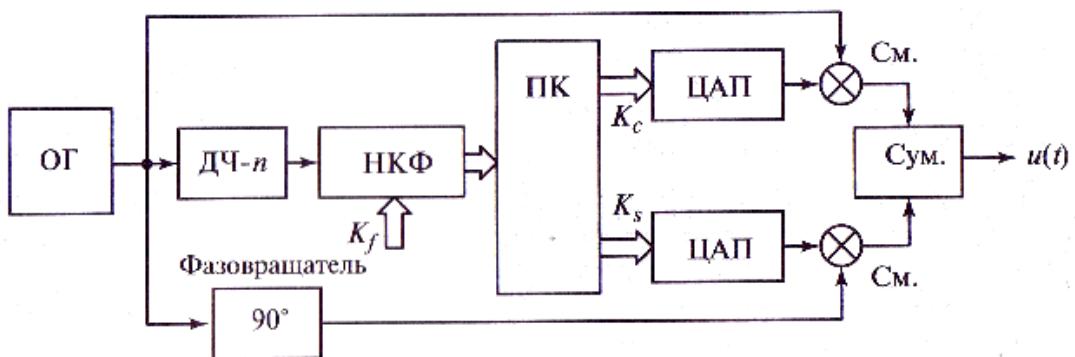
**Рис. 9.5. Цифровой вычислительный синтезатор с выходным ЦАП**

из каскадно включенных накопителя кода частоты (НКЧ), накопителя кода фазы, модулятора кода фазы (МКФ), фазоамплитудного преобразователя кодов (ПК) и ЦАП. При нулевом значении кода скорости перестройки на всех тактах, кроме начального, код частоты  $K_f$  не изменяется и на выходе НКФ формируется код  $K(i)$ , линейно изменяющийся с ростом номера отсчета (см. рис. 9.4, а). В этом случае вход  $K_\beta$  используется для установки  $K_f$ . Частота повторения циклов переполнения счетчика НКФ, как и в схеме рис. 9.3, пропорциональна коду частоты  $f_{\text{вых}} \approx (K/R)f_0$ . В ПК по каждому коду фазы \* формируются коды двух квадратурных колебаний и  $K_c$ , которые в ЦАП преобразуются в сдвинутые по фазе на  $90^\circ$  выходные сигналы  $u_s(t)$  и  $u_c(t)$ , по форме близкие к гармоническим при высокой разрядности ЦАП. Шаг по частоте  $\Delta f = f_0 / R$  в таком СЧ в  $R$  раз меньше, чем тактовая частота  $f_0$ . Для значений  $K_f$ , при которых  $R / K_f$  не является целым, возникает фазовая погрешность.

Накопитель кода частоты в СЧ по схеме рис. 9.5 используется для автоматической перестройки частоты: код задает скорость изменения  $K_f$  на соседних тактах суммирования. При фиксированном значении выходная частота изменяется по линейному во времени закону во всем диапазоне СЧ и формируется колебание с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

Построение ЦВС непосредственно в диапазоне СВЧ оказывается затруднительным из-за ограничений на быстродействие цифровых компонентов, поэтому используются схемы когерентного переноса сетки частот, сформированной в радиочастотном диапазоне на повышенные несущие частоты. На рис. 9.6 показана структура цифрового синтезатора квадратурных отсчетов гармонического сигнала, средняя Частота которого преобразуется в диапазон СВЧ.

В схеме рис. 9.6 на вход накопителя кода фазы сумматора НКФ поступают колебания опорной частоты  $f_0$  от генератора ОГ, поделенные по частоте в  $i$  раз в делителе ДЧ-и. Частота повторения выход-



**Рис. 9.6. Преобразователь сигнала ЦВС в диапазон СВЧ**

нного сигнала пропорциональна коду частоты  $F = \text{ent} \left[ \frac{K_f}{R} \right] \frac{f_0}{n}$

Выходные коды ПК  $K_s$  и  $K_c$  связаны соотношением  $K_s^2 + K_c^2 = \text{const}$  и формируют квадратурные отсчеты сигнала промежуточной синтезированной частоты. После преобразования этих кодов в ЦАП они поступают на первые входы смесителей (См.). На вторые входы См. поступают аналоговые несущие колебания от ОГ, сдвинутые один относительно другого на  $90^\circ$ . После выделения на выходах смесителей верхней боковой полосы и суммирования в блоке Сум. формируется гармонический СВЧ-сигнал с частотой  $f_{\text{вых}} - f_0 + \text{ent} \left[ \frac{K_f}{R} \right] \frac{f_0}{n}$ .

Для ЦВС характеристика  $S_\phi(F)$  определяется главным образом фазовыми нестабильностями опорного источника частоты  $f_0$ . Погрешности, вносимые схемой ЦВС, проявляются в увеличении уровня ПСС в результате помех дискретизации и дробности, а также паразитных явлений в ЦАП из-за неидентичности разрядов.

Разработаны варианты снижения уровня ПСС: специальный выбор шага сетки, подгонка ключей в ЦАП, использование дополнительных выборок из выходного сигнала ЦАП, введение в младший разряд ЦАП псевдослучайной последовательности, увеличение периода повторения ошибок дробности, стохастизация (рандомизация) выходных сигналов СЧ и др. По существу, такие меры приводят к тому, что мощность сосредоточенных спектральных компонент ПСС распределяется более равномерно, приближаясь к уровню шумовых составляющих.

## 9.5. Синтезаторы на основе кольца фазовой автоподстройки частоты

В базовой схеме СЧ, построенного с использованием кольца фазовой автоподстройки частоты (рис. 9.7), генератор, управляемый по частоте напряжением, охвачен кольцом ФАПЧ, которое включает в себя фазовый дискриминатор (ФД), делитель частоты с переменным коэффициентом деления  $N$ (ДПКД2) и цепь обратной связи с фильтром низких частот. На один вход ФД подается колебание с частотой опорного генератора, поделенной на  $M$ , где  $M$  — коэффициент деления частоты ДПКД1.

В ФД на частоте  $f_0/M$  происходит сравнение приведенных фаз опорного и подстраиваемого генераторов. Если в кольце ФАПЧ установился режим фазовой синхронизации, то приведенные частоты совпадают, т.е. выполняется равенство  $f_{\text{вых}}/N = f_0/M$ , где  $f_{\text{вых}}$  — частота выходного колебания ГУН. При этом разность фаз колебаний, действующих на входах ФД, напряжение на его выходе  $e_{\text{Ф.д}}$  и управляющее напряжение  $e_y$  на выходе ФНЧ постоянны. Коэффициент пропорциональности между частотой опорного генератора и частотой ГУН представляет собой отношение целых чисел  $f_{\text{вых}} = N/M f_0$ .

При различных  $M$  и  $N$  частота ГУН может принимать дискретные значения с шагом  $f_0/M$ , равным частоте сравнения в ФД.

Получим соотношения, описывающие процессы в СЧ с кольцом ФАПЧ.

В качестве ФД используют импульсные фазовые детекторы типа схемы выборки-запоминания (СВЗ), триггерные частотно-фазовые детекторы (ЧФД), балансные смесители гармонических колебаний с выходом по постоянному току. В ФД на основе СВЗ хорошо подавляются спектральные компоненты с гармониками частоты сравнения. Частотно-фазовый детектор позволяет уменьшить число периодов частоты сравнения, за которое устанавливается синхронизм, и рабо-

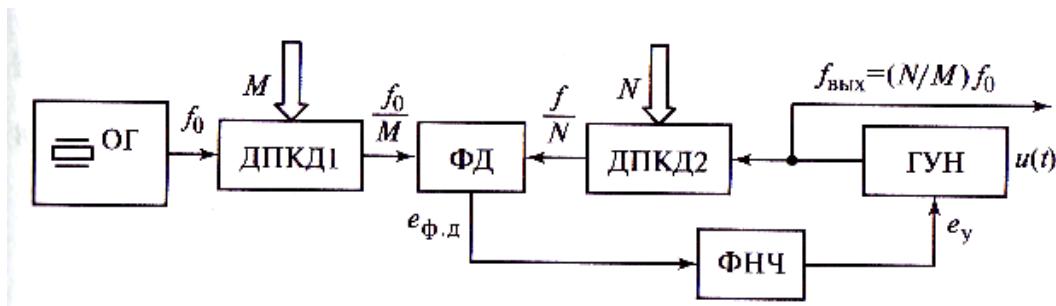


Рис. 9.7. Базовая схема СЧ с кольцом ФАПЧ и ДЧ с целочисленными коэффициентами деления

тает в широком интервале изменения частоты сравнения. Схемы ФД на основе смесителей имеют наименьшие уровни собственных шумов и используются на наиболее высоких частотах, что снижает длительность каждого периода переходного процесса и уменьшает уровень ПСС.

Рассмотрим базовую схему импульсного ФД типа СВЗ, в которой каждый импульс от ДПКД2 запускает генератор пилообразного напряжения, а очередной импульс от ДПКД1 производит выборку из этого напряжения и запоминает ее значение до следующего такта измерения. На каждом такте напряжение  $e_{\phi,\text{д}}(t_i)$ , пропорционально разности моментов времени появления очередных импульсов от ДПКД1 и от ДПКД2. Эта величина, отнесенная к периоду опорного колебания  $T_0 = M/f_0$ , представляет собой умноженную на  $2\pi$  приведенную разность фаз  $\varphi(t_i)$  входных колебаний ФД. Дискриминационную характеристику импульсного ФД (рис. 9.8) можно записать в виде периодической функции разности фаз  $\varphi$ :

$$e_{\phi,\text{д}} = E\Phi(\varphi), \quad (9.1)$$

где  $E$  — наибольшее напряжение, вырабатываемое в ФД;  $\Phi(\varphi)$  — нормированная к  $E$  характеристика ФД с периодом  $2\pi$ , так что  $\Phi(\varphi) = 0$  при  $-\pi < \varphi < \pi$ ;  $\Phi(\varphi + 2\pi) = \Phi(\varphi)$ . Тогда управляющее напряжение на входе ГУН можно представить в виде

$$e_y = b_0 W(p) e_{\phi,\text{д}}, \quad (9.2)$$

здесь  $b_0$  — усиление в цепи обратной связи по постоянному току;  $W(p)$  — операторный коэффициент передачи ФНЧ;  $p = d/dt$  — оператор дифференцирования. Предположим, что ФНЧ имеет единичный коэффициент передачи по постоянному напряжению, т. е.  $W(0) = 1$ . Будем для простоты считать модуляционную характеристику ГУН линейной:

$$f_{\text{выч}}(e_y) = f_{\text{ГУН}} + S_y e_y \quad (9.3)$$

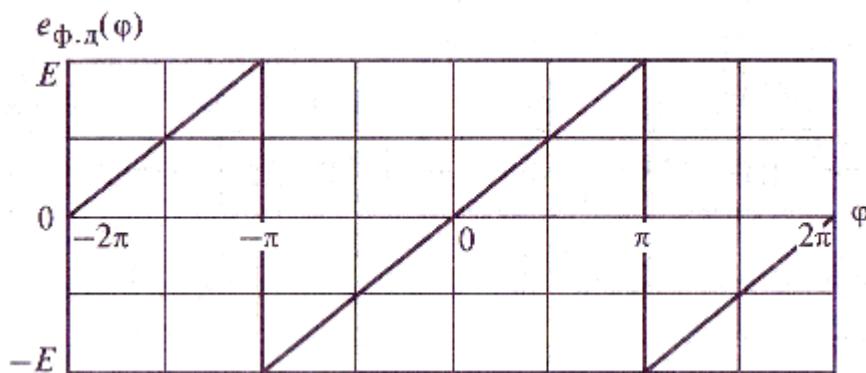


Рис. 9.8. Дискриминационная характеристика импульсного ФД

где  $f_{ГУН}$  — частота настройки ГУН при нулевом управляющем напряжении;  $S_y$  — крутизна управления частотой, Гц/В. Поскольку производная от разности фаз выходных колебаний ФД равна разности мгновенных угловых частот этих колебаний, т. е.  $p\varphi = \frac{1}{M} 2\pi f_0 - \frac{1}{N} 2\pi f_{e_{вых}}(e_y)$  то, подставив (9.3) равенство, с учетом (9.2), (9.1) получим нелинейное операторное уравнение

$$p\varphi = \frac{2\pi}{N} \Pi_c W(p) \Phi(\varphi) = \frac{2\pi f_0}{M} - \frac{2\pi f_{ГУН}}{N}, \quad (9.4)$$

где  $\Pi_c = b_o E S_y$  — наибольшее отклонение частоты ГУН от среднего значения  $f_{ГУН}$ , обеспечиваемое цепью управления.

В режиме синхронизма напряжения  $e_{Ф.д}$  и  $e_y$  постоянны, поэтому  $p = 0$ ,  $W(0) = 1$ . Поскольку  $|\Phi(\varphi)| \leq 1$ , из (9.4) следует, что синхронизм в СЧ с кольцом ФАПЧ возможен при значениях  $f_{вых}$ , отличающихся на  $\pm \Pi_c$  от  $N/Q/M$ . Величину  $\Pi_c$  называют *полосой синхронизма* системы ФАПЧ. Если текущая настройка не выходит за пределы полосы синхронизма, то в (9.4) можно положить  $\Phi(\varphi) = (1/\pi)\varphi$ . Тогда при  $\varphi = \varphi^0 = \text{const}$  из (9.3) вытекает следующее уравнение для режима синхронизма:

$$\frac{2}{N} \Pi_c \varphi^0 = \frac{2\pi f_0}{M} - \frac{2\pi f_{ГУН}}{N} \quad (9.5)$$

При наличии фазовых шумов опорного генератора  $\phi_{0,ш}(f)$  и ГУН ФГУН фаза выходного колебания СЧ при замкнутом кольце ФАПЧ также имеет шумовую составляющую  $\varphi_{сч,ш}(t)$ . В этом случае

$$\varphi(t) = \varphi^0(t) + \varphi_{ш}(t)$$

где  $\phi_{ш}(t) = 1/M^* \varphi_{о,ш}(t)$  С учетом этих шумов при работе внутри полосы синхронизма уравнение (9.4) примет вид

$$\frac{1}{M} \varphi_{о,ш} - \frac{1}{N} \varphi_{сч,ш} + \frac{2}{N} \Pi_c W(p) \left[ \frac{1}{M} \varphi_{о,ш} - \frac{1}{N} \varphi_{сч,ш} \right] + \frac{2}{N} \Pi \varphi^0 = \frac{2\pi f_0 + p\varphi_{о,ш}}{M} - \frac{2\pi f + p\varphi_{ГУН,ш}}{N} \quad (9.6)$$

Учитывая равенство (9.5) и решая символическое уравнение (9.6) относительно  $\varphi_{C\text{Чш}}$ , получаем

$$\varphi_{C\text{Чш}} = \frac{N}{M} \frac{(2/N)\Pi_c W(p)}{p + (2/N)\Pi_c W(p)} \varphi_{o.\text{ш}} + \frac{p}{p + (2/N)\Pi_c W(p)} \varphi_{ГУН\text{ш}} \quad (9.7)$$

Как известно из курса «Радиотехнические цепи и сигналы» [17], из символического уравнения (9.7) вытекает следующее выражение для СПМ фазовых шумов:

$$S_{\varphi \text{ СЧ}}(F) = \frac{N^2}{M^2} \frac{(2/N)^2 \Pi_c^2 |W(j2\pi F)|^2}{|j2\pi F + (2/N)\Pi_c W(j2\pi F)|^2} S_{\varphi 0}(F) + \\ + \frac{(2\pi F)^2}{|j2\pi F + (2/N)\Pi_c W(j2\pi F)|^2} S_{\varphi ГУН}(F).$$

Здесь  $F$  — частота анализа в герцах, а СПМ отмечены теми же индексами, что и соответствующие фазовые шумы.

Формула (9.8) позволяет рассчитать СПМ фазовых шумов на выходе СЧ, вызванных как шумами ОГ (так называемыми внешними), так и шумами ГУН (именуемыми внутренними) при заданных параметрах кольца ФАПЧ. Рассмотрим для примера СПМ фазового шума СЧ, в котором ФНЧ в кольце ФАПЧ отсутствует, т.е.  $W(j2\pi F) = 1$ . Тогда на частотах, удовлетворяющих неравенству  $F \ll (\Pi_c / \pi N)$  вместо (9.8) можно записать

$$S_{\varphi C\text{Ч}}(F) \approx \frac{N^2}{M^2} \frac{(\Pi_c / \pi N)^2}{F^2} S_{\varphi 0}(F) + S_{\varphi ГУН}(F) \quad (9.9)$$

Из этого выражения видно, что с понижением частоты  $F$  в рассматриваемой области вклад внутренних фазовых шумов уменьшается пропорционально  $F$ . Нижняя граница снижения  $S_{\varphi C\text{Ч}}(F)$  в этой области определяется вкладом внешних шумов (первое слагаемое в (9.9)). Из (9.9) видно также, что ослабление фазового шума ГУН увеличивается с ростом  $\Pi_c$ .

В области высоких частот, удовлетворяющих неравенству  $F > > (\Pi_c / \pi N)$ , из (9.8) получим

$$S_{\varphi C\text{Ч}}(F) \approx \frac{N^2}{M^2} \frac{(\Pi_c / \pi N)^2}{F^2} S_{\varphi 0}(F) + S_{\varphi ГУН}(F)$$

Очевидно, что в этой области кольцо ФАПЧ подавляет внешние фазовые шумы и практически не влияет на внутренние.

На рис. 9.9 показан пример экспериментально полученных СПМ фазовых шумов на выходе СЧ с кольцом ФАПЧ (сплошная линия) и свободного ГУН (штриховая линия). Подбором значения  $P_c$  и параметров ФНЧ обычно решают задачу снижения уровня фазовых шумов на выходе СЧ в заданной области частот анализа до допустимого уровня.

Введение дополнительного инерционного звена в качестве ФНЧ улучшает фильтрацию внешних помех, но приводит к гистерезисным явлениям при входжении в синхронизм. При квазистатическом изменении начальной расстройки от середины полосы к краю синхронизация сохраняется в пределах полосы синхронизма  $P_c$ , а переход из режима биений в режим синхронизма со стороны больших значений расстройки происходит при меньшем ее значении, называемом *полосой захвата*  $P_3$  (рис. 9.10).

В зоне гистерезиса возможно установление как синхронного, так и асинхронного режима биений в зависимости от начальных условий. Ширина полосы захвата зависит от полосы пропускания ФНЧ по отношению к полосе синхронизма ФАПЧ и от вида характеристики ФД. На рис. 9.11 показана зависимость ширины полосы захвата от величины  $\frac{P_c T_1}{\pi N}$  для ФД с характеристикой вида рис. 9.8 и ФНЧ в виде инерционного звена с постоянной времени  $T_1$ . Использование пропорционально-интегрирующего фильтра в цепи обратной

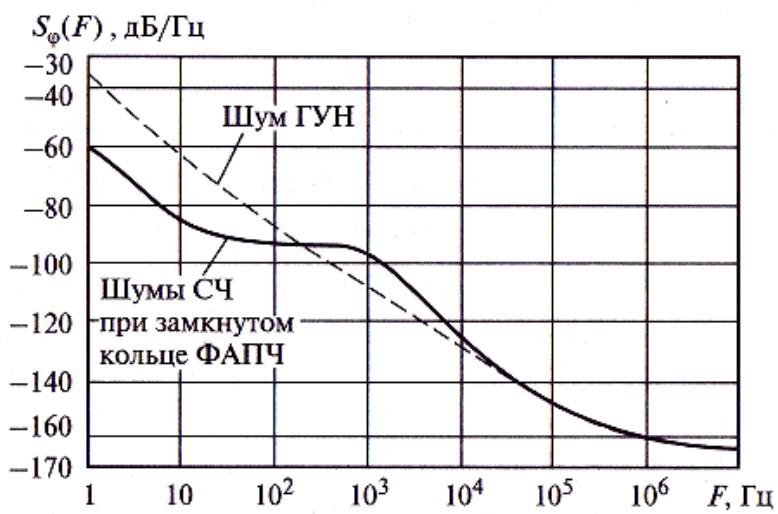
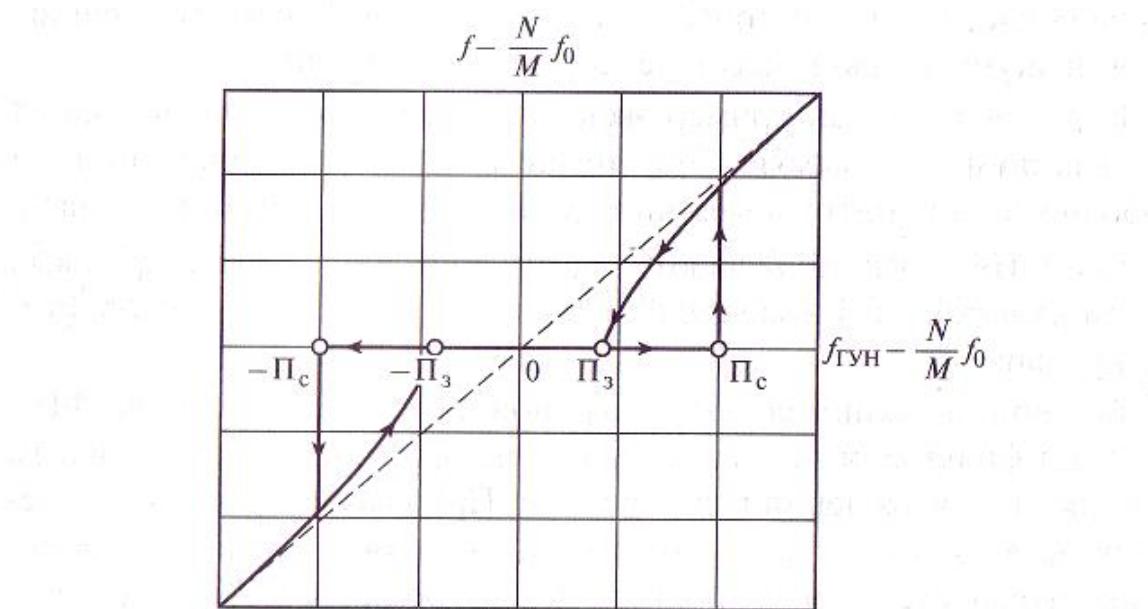
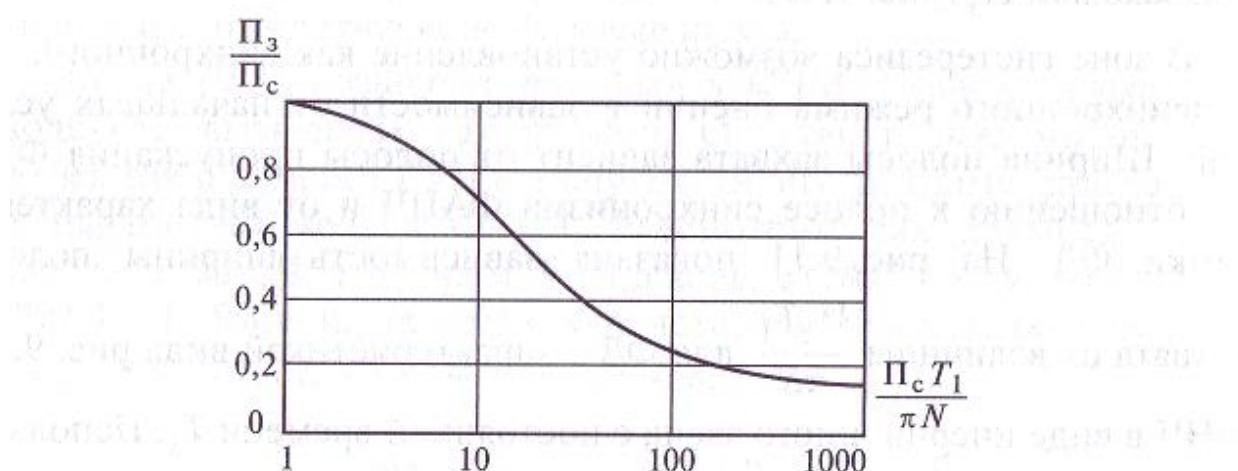


Рис. 9.9. Шумовые характеристики СЧ с кольцом ФАПЧ при разомкнутом и при замкнутом кольце авторегулирования



**Рис. 9.10. Границы полосы захвата  $\Pi_3$  и полосы синхронизма  $\Pi_c$  в системе ФАПЧ**



**Рис. 9.11. Зависимость полосы захвата ФАПЧ от постоянной времени инерционного звена для пилообразной характеристики ФД**

связи ФАПЧ позволяет улучшить фильтрацию внутренних и внешних фазовых шумов при заданных требованиях к полосе захвата.

Рассогласование начальной настройки частоты ГУН  $f_{\text{ГУН}}$  и значения  $(N/M)_0$  в пределах полосы синхронизма приводит к появлению постоянной разности фаз  $\phi_0$  входных колебаний импульсного ФД (9.5). Для его уменьшения, т.е. для придания системе ФАПЧ астатических свойств, ФНЧ дополняют схемой аналогового интегрирования.

Вид частотной характеристики ФНЧ и параметры фильтра выбираются исходя из соображений: а) подавления нежелательных частотных компонент на выходе импульсного ФД; б) уменьшения длительности переходного процесса при переключении рабочей частоты;

в) обеспечения устойчивости процесса автоподстройки частоты;  
 г) уменьшения установившейся разности фаз опорного колебания и сигнала ГУН в пределах полосы синхронизма. В качестве ФНЧ может использоваться простое инерционное звено с коэффициентом передачи  $W(j2nF) = 1/(1 + j2nFT_l)$ , где  $T_l$  — постоянная времени. Однако при таком фильтре невозможно получить одновременно хорошую фильтрацию как внутренних, так и внешних по отношению к ФАПЧ помех. Чаще всего применяют либо пропорционально-интегрирующий ФНЧ с коэффициентом передачи  $W(j2nF) = (1 + jm2nFT_l)/(1 + j2nFT_l)$ , где  $m < 1$ , либо интегратор с коррекцией с коэффициентом передачи  $W(j2nF) = (1 + jm2v.FT_x)I(j2kFT_l)$ . В последнем случае статическая фазовая погрешность в режиме синхронизма равна нулю.

Для ускорения входа в синхронизм при переходе на другую частоту и для расширения полосы захвата вместо ФД часто используют импульсные частотно-фазовые детекторы (ЧФД) [16]. Такие детекторы в статическом режиме имеют вдвое большие пределы изменения остаточной разности фаз на рабочем участке дискриминационной характеристики по сравнению с характеристикой, показанной на рис. 9.8. Кроме того, в режиме биений на их выходах вырабатывается постоянная составляющая напряжения, знак которой определяется знаком разности частот входных колебаний ЧФД.

Воздействие этого напряжения на частоту ГУН ускоряет процессы установления синхронного режима в кольце ФАПЧ.

Для перехода на другую рабочую частоту производится переключение коэффициентов  $M_i$  (или)  $N$ . В результате этого в кольце авторегулирования ФАПЧ происходит переходный процесс. Он имеет два этапа. На первом из них (длительностью  $\tau_{пер}$ ) частота подстраиваемого генератора приближается к частоте опорного генератора, а разность фаз  $\phi(t)$  изменяется на несколько периодов. На втором этапе разность фаз  $\phi$  изменяется в пределах участка характеристики импульсного ФД (ИФД) с положительным наклоном и затем устанавливается ее постоянное значение. Отсюда следует, что вид характеристики импульсного ФД влияет на характер и длительность процессов установления частоты. Значение  $\tau_{пер}$  составляет обычно 30...50 периодов частоты сравнения  $f_0 / M$  или до  $10\pi N / P_c$ .

При проектировании СЧ по схеме рис. 9.7 возникает противоречие между стремлением иметь мелкий шаг сетки частот  $\Delta f$  для уменьшения погрешности установки частоты и возрастанием при этом длительности процесса установления  $\tau_{пер}$ , обратно пропорциональной размеру шага. Кроме того, при уменьшении  $\Delta f$  затрудняется

фильтрация ближайших к несущей частоте паразитных дискретных компонент спектра, которые отстоят от несущей частоты на  $Af$ .

Для разрешения этого противоречия используется более сложная схема СЧ с кольцом ФАПЧ с дробным делителем частоты (рис. 9.12).

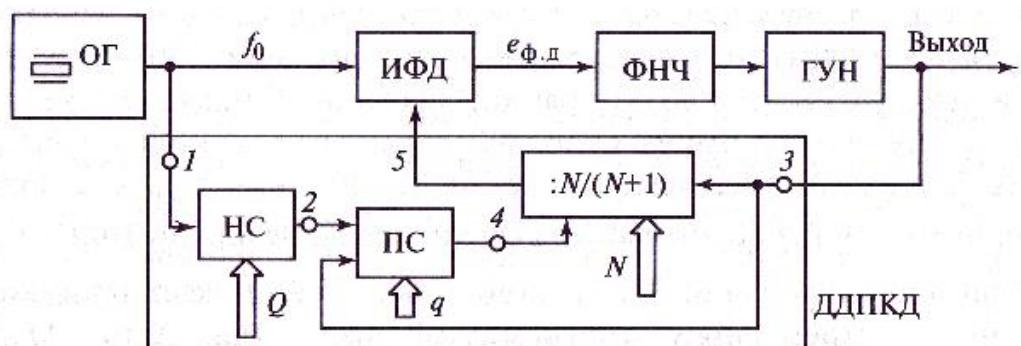
Каждый импульс с выхода ГУН поступает одновременно на поглощающий счетчик ПС и на двухмодульный делитель частоты  $:N/(N+1)$ . До тех пор, пока число в ПС не превосходит значение  $q$ , выходной сигнал этого счетчика (точка 4) принимает значение +1, так что коэффициент деления частоты составляет  $N + 1$ . Для последующих  $Q-q$  импульсов выходной сигнал счетчика имеет нулевое значение, поэтому коэффициент деления принимает значение  $N$ . Когда накопительный сумматор (НС) заполнит свою емкость, т.е. когда на его вход придет  $Q$  импульсов от ОГ, его выходной импульс переполнения (точка 2) сбрасывает счетчик ПС в исходное состояние и процесс счета начинается вновь. Таким образом, за  $Q$  периодов  $1/f_0$  следования импульсов ОГ проходит  $q$  периодов выходного сигнала с частотой  $f_{вых}/(N+1)$  и  $(Q - q)$  периодов выходного сигнала с частотой  $f_{вых}/N$ . Это логическое условие выражается следующим равенством:

$$\frac{Q}{f_0} = q \frac{N+1}{f_{вых}} + (Q - q) \frac{N}{f_{вых}} \quad \text{Выразив отсюда выходную частоту СЧ через}$$

входную, получим соотношение, связывающее выходную и опорную частоты дробного СЧ

$$\frac{f_{вых}}{f_0} = N + \frac{q}{Q}. \quad (9.10)$$

Допустим для примера, что выбраны  $N = 123$ ,  $Q = 10^5$ ,  $q = 45\,678$  и  $f_0 = 100$  кГц. Тогда частота на выходе СЧ по схеме рис. 9.12 составит 12 345 678 Гц и может изменяться с шагом 1 Гц при изменении  $q$ .



**Рис. 9.12. Структурная схема СЧ с кольцом ФАПЧ, в которое включен делитель частоты с дробным переменным коэффициентом деления (ДДПКД), (ПС и НС — поглощающий и накопительный счетчики)**

Дробный СЧ с кольцом ФАПЧ по схеме рис. 9.12 формирует колебание с заданной средней частотой  $f_{\text{вых}}$  в виде последовательности отрезков времени с немного отличающейся частотой: на одном из них частота составляет  $Nf_0$ , на другом  $(N+1)f_0$ . Это проявляется в спектре выходного сигнала в виде помех дробности. Для их уменьшения используют различные варианты коррекции: псевдослучайное нарушение регулярности циклов переключения:  $N/(N + 1)$ , применение управляемых линий задержки, сигмадельта корректоры и др. [16].

Система ФАПЧ в составе СЧ нормально функционирует: а) в установленном режиме фазовой синхронизации; б) в режиме переключения частоты, когда происходит переходный процесс входа в синхронизм на новой частоте. При неправильном выборе параметров цепи обратной связи могут возникать нерабочие режимы: режим биений за пределами полосы синхронизма, неустойчивость кольца регулирования и его самовозбуждение внутри полосы, хаотические процессы изменения фазы. Обычно в СЧ с кольцом ФАПЧ предусмотрены схемы индикации захвата частоты и ускоренного входа в синхронизм.

## 9.6. Интегральные синтезаторы частот

В диапазоне выходных частот менее 400 МГц лучшими свойствами по совокупности характеристик обладают интегральные ЦВС, выполненные на многослойных кристаллах по схеме рис. 9.5 с тактовой частотой до  $f_0 = 1000$  МГц. Выходная частота такого ЦВС изменяется от минимальной, определяемой значением  $f_0$ , поделенным на наибольшее число, записанное в регистре  $K_p$  до максимальной, не превышающей  $f_0/2$ . В большинстве выпускаемых моделей используется высокая (10... 14) разрядность ЦАП, что обеспечивает содержание высших гармоник не более -20 дБ. Применение 48-разрядного регистра установки кода частоты  $K_f$  позволяет снизить шаг по частоте до  $\Delta f = f_0/2^{48}$ , что составляет пренебрежимо малое значение даже при максимальной тактовой частоте.

Уникальные возможности предоставляют ЦВС в отношении перестройки параметров выходного сигнала. Частота задается вводом фиксированного кода или автоматически перестраивается по линейному по времени закону от минимальной до наибольшей рабочей частоты при сохранении формы выходного колебания. Продолжительность процесса перестройки на новую частоту определяется только временем установки нового кода и поэтому зависит от организации записи и пересылки кодов. В большинстве ЦВС преду-

смотрены режимы формирования сигналов с частотной или фазовой манипуляцией при стабильной несущей частоте. В некоторых моделях на входе ЦАП предусмотрен цифровой аппаратный перемножитель кодов выходных отсчетов на код амплитуды. Это позволяет корректировать изменения выходной амплитуды при перестройке частоты на несколько декад и изменять выходную амплитуду при формировании сложных модулированных сигналов. Возможность вводить код корректирующего фазового сдвига  $K_{\phi\text{mod}}$  (см. рис. 9.5) позволяет цифровым способом формировать сигнал с непрерывной фазой при переключении частоты. Спектральные характеристики фазового шума интегральных ЦВС  $S_\phi(F)$  определяются свойствами источника опорного сигнала и качеством ЦАП. Приближение выходной частоты  $f_0/2$  повышает уровень ПСС.

На повышенных рабочих частотах используются СЧ с кольцом ФАПЧ. При высоких требованиях к качеству выходного сигнала приходится решать компромиссную задачу, т. е. обеспечивать допустимые значения погрешности установки частоты, уровня ПСС и шумовых спектральных составляющих, длительности переходного процесса, остаточной фазовой погрешности. Поэтому во многих случаях СЧ с кольцом ФАПЧ реализуется на основе нескольких узлов: ГУН, схем приведения частоты, ЧФД, вспомогательных средств контроля и управления режимами, ФНЧ. Кроме того, в состав микросборки СЧ с кольцом ФАПЧ могут входить умножитель частоты, буферный усилитель мощности, энергонезависимая память параметров, модулятор выходного сигнала.

Интегральные широкополосные умножители частоты выполняются на основе двухтактных усилительных каскадов с противофазным возбуждением и отсечкой тока в нелинейных элементах (НЭ). Если сигналы от НЭ складываются синфазно, то благодаря балансировке плеч умножителя происходит компенсация нечетных и сложение мощности четных гармоник частоты входного сигнала. При этом узел становится удвоителем или учетверителем частоты. В утроителе и упятерителе частоты сумматор выполняется с инвертированием сигналов от НЭ, поэтому мощности нечетных гармоник складываются, а четных — компенсируются. Выходной полосно-пропускающий фильтр умножителя подавляет остаточную мощность мешающих гармоник частоты входного сигнала, а входной фильтр нижних частот СВЧ-диапазона подавляет обратное прохождение составляющих высших гармоник. В состав интегрального умножителя частоты для ослабления паразитных связей включают усилители мощности выходного сигнала. Выпускаются умножители частоты с кратностью от 2 до 64 при выходной частоте до 100 ГГц.

Интегральные делители частоты входного сигнала диапазона миллиметровых и сантиметровых волн выполняются на основе варикапов с запертым  $p-n$ -переходом и с нелинейной вольтфарадной характеристикой. Эффект параметрического деления частоты на коэффициент, кратный двум, в совокупности с полосовым фильтром на входе и фильтром нижних частот на выходе позволяет получить высокий коэффициент передачи по

мощности. В диапазоне входных частот менее 1 ГГц применяются счетчиковые делители частоты: коэффициент деления частоты устанавливается произвольным с помощью внешних перемычек или загрузкой управляющего кода.

Интегральные ГУН диапазона СВЧ выполняются на основе биполярных или полевых транзисторов с управлением частотой путем изменения запирающего смещения рабочей точки матрицы из встречно включенных варикапов. Выпускаются ГУН с выходной частотой до 10 ГГц, которые перестраиваются по частоте в полосе от нескольких процентов до октавы при изменении крутизны модуляционной характеристики  $S_y$  не более чем на  $\pm 20\%$  и выходной мощности, изменяющейся не более чем на 2 дБ. Для ослабления влияния нестабильностей нагрузки и повышения рабочей частоты на выходе интегрального ГУН включают усилители мощности, умножители частоты, предварительные делители частоты в 4, 8 или 16 раз для облегчения сопряжения с микросхемами ФАПЧ. Для формирования четырех сдвинутых по фазе на  $90^\circ$  колебаний одинаковой амплитуды, которые нужны для модуляторов и демодуляторов с подавлением зеркальной полосы частот, иногда используют кольцевые системы из нескольких одинаковых ГУН.

Интегральная микросхема ФАПЧ включает в себя управляемый делитель частоты, частотно-фазовый детектор, схему интегрирования выходного сигнала ФД, индикатор захвата частоты, схему быстрого захвата частоты, схему подавления «мертвой зоны» модуляционной характеристики ГУН, схему блокировки единичных импульсных помех, устройство понижения тока потребления. Вид и параметры фильтра в цепи обратной связи ФАПЧ выбираются при проектировании в зависимости от особенностей решаемой задачи, поэтому в таких СЧ фильтр ФНЧ выполняется в виде пассивных элементов поверхностного монтажа.

Значительные перспективы имеют комбинированные синтезаторы, когда в одном корпусе интегральной схемы размещены ЦВС и основные узлы СЧ с кольцом ФАПЧ. Вычислительный СЧ можно включать в качестве делителя тактовой частоты с программируемым коэффициентом деления или использовать его в качестве управляемого делителя частоты внутри кольца ФАПЧ между ГУН и ЧФД.

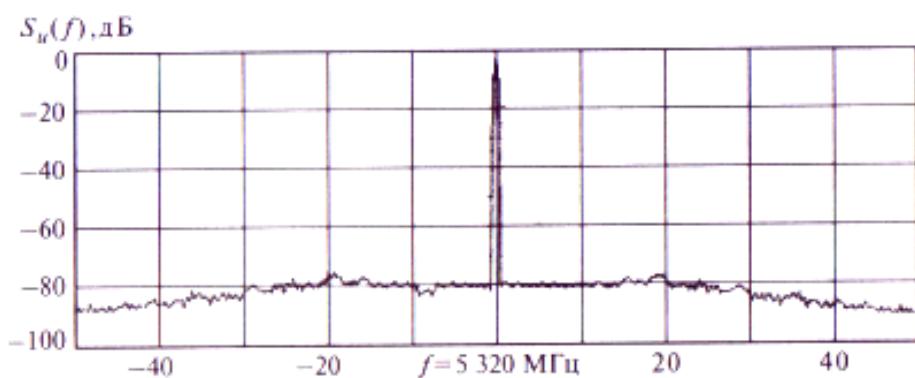


Рис. 9.13. Спектральная плотность мощности выходного колебания СЧ

Благодаря включению на выходе СЧ с кольцом ФАПЧ широкополосного малошумящего умножителя частоты вне кольца ФАПЧ можно в несколько раз повысить частоту выходного сигнала и обеспечить развязку от нестабильной нагрузки, а функции стабилизации и управления реализовать с помощью более простого СЧ. Другой вариант построения СЧ в диапазоне десятков гигагерц состоит в применении высокочастотного ГУН и предварительного делителя частоты с фиксированным коэффициентом деления в кольце ФАПЧ.

На рис. 9.13 показан пример результата измерения СПМ выходного колебания СЧ с кольцом ФАПЧ с дробным делителем частоты в кольце ФАПЧ, который демонстрирует высокую чистоту спектра в диапазоне сантиметровых волн.

Для массовой аппаратуры выпускаются полностью интегральные СЧ с кольцом ФАПЧ со встроенными ГУН, схемами приведения, ФД, фильтрами, схемами управления параметрами и схемами запоминания параметров. В ряде случаев в интегральный СЧ встраиваемо! также схема опорного автогенератора, для которой требуется подключение лишь внешнего кварцевого резонатора.

### **Контрольные вопросы и задания**

1. Как определяются занимаемая полоса частот, длительность и база сигнала?
2. Как взаимосвязаны паразитное отклонение частоты и распределение частотных нестабильностей вблизи несущей частоты?
3. Как связаны между собой распределения частотных и фазовых нестабильностей вблизи несущей частоты?
4. Какими техническими параметрами и характеристиками описываются свойства управляемых по частоте генераторов?
5. Какими параметрами характеризуются синтезаторы сетки стабильных частот?
6. В чем преимущества и недостатки пассивных синтезаторов частот?
7. Как взаимосвязаны шаг перестройки и длительность переходного процесса в пассивном синтезаторе частот?
8. Как выбирается полоса пропускания фильтра низких частот в схеме синтезатора сетки частот с фильтрацией дискретных компонент системой фазовой автоподстройки частоты?
9. Как оценивается время перестройки частоты на соседнее дискретное значение в синтезаторе с делителем частоты в кольце фазовой автоподстройки частоты?
10. Из-за чего в синтезаторе сетки частот с дробным делителем частоты уменьшается шаг сетки частот?
11. В чем состоят преимущества и недостатки использования полосового фильтра на выходе цифрового вычислительного синтезатора?
12. Как выбираются численные значения коэффициентов деления частоты в синтезаторах с фазовой автоподстройкой частоты?

13. Какие меры предпринимаются для снижения уровня паразитных спектральных компонент на выходе дробного синтезатора частот?
14. Чем ограничена максимальная выходная частота сигнала цифрового вычислительного синтезатора?
15. Для чего используются в синтезаторах стабильных частот широкополосные умножители и делители частоты?

## **Часть вторая**

### **Глава десятая**

#### **УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ СВЧ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ**

##### **10.1. Конструкция биполярных СВЧ-транзисторов**

###### **10.1.1. Структура биполярных СВЧ-транзисторов**

Биполярные СВЧ-транзисторы (БТ СВЧ) — это класс твердотельных приборов для усиления, генерирования и умножения частоты колебаний на частоте выше 0,3 ГГц. Их выходные мощности  $P_1$  в нижней части частотного диапазона достигают сотен ватт в непрерывном режиме, доходят до киловатта в импульсном режиме, снижаются до десятков милливатт в верхней части диапазона. Область применения мощных (с выходной мощностью более 1 Вт) БТ СВЧ — примерно до 10 ГГц. Маломощные БТ СВЧ (десятки милливатт) имеют частотный потолок в несколько раз выше. Как правило, чем выше рабочая частота, тем меньше номинальная мощность транзистора. Например, импульсный транзистор типа 2T9134A (сборка из двух транзисторов), предназначенный для работы в диапазоне частот 0,6... 1,5 ГГц, имеет выходную мощность 1000 Вт на 1,5 ГГц; транзистор типа 2T9135 с рабочим диапазоном частот 2... 10 ГГц на 10 ГГц отдает мощность 3 Вт.

По механизму переноса носителей заряда БТ СВЧ являются дрейфовыми — в них переносителей происходит не только благодаря процессу диффузии, как в бездрейфовых, но и благодаря дрейфу в электрическом поле. Первые плоскостные транзисторы, изготовленные в 1951 г., были бездрейфовыми. По технологии они были сплавными. Для них характерно равномерное распределение примесей в базе. У них электрическое поле внутри базовой области отсутствует, носители, инжектированные эмиттером, движутся относительно медленно только вследствие диффузии за счет градиента концентрации, а потому граничные частоты их невысоки (не более 30 МГц).

Дрейфовые транзисторы были предложены в 1953 г. Крёмером (Германия). Их изготовление и применение начались с 1956 г. фирмой Bell (США). Их особенность — неравномерное распределение примесей полупроводника в базе, создаваемое в нем для повышения скорости движения носителей заряда и граничной частоты БТ. Поясним суть дела. Пусть имеется БТ  $p-n-p$ -типа. В его базу введена пятивалентная донорная примесь, легко отдающая электроны, причем концентрация примеси высока со стороны эмиттера и убывает в направлении к коллектору. Освободившиеся из атомов донора пятые электроны внешней атомной оболочки из слоев с более высокой концентрацией диффундируют, стремясь выровнять концентрацию одинаковых частиц в доступном им объеме, в сторону коллекторного перехода. Поскольку база в целом нейтральна, после ухода электронов из области высокой концентрации донора там остаются нескомпенсированные положительные заряды ионов

примеси. Одновременно в области низкой концентрации примеси ушедшие электроны накапливаются, создавая там отрицательный заряд. Возникает электрическое поле в базе, препятствующее дальнейшему диффузионному уходу электронов с эмиттерной стороны базы в сторону коллектора. Если теперь в базе появятся инжектированные эмиттером дырки, то для них созданное электрическое поле окажется ускоряющим. Поэтому время пролета дырок через базу становится гораздо меньше. Составляющая средней скорости движения носителей заряда, обусловленная ускоряющим действием поля, называется дрейфовой.

По структуре большинство мощных БТ СВЧ относится к  $n-p-n$ -типу. Они более высокочастотные, потому что электроны, являющиеся неосновными носителями в базе и играющие главную роль в переносе зарядов, более подвижны, чем дырки в базе  $p-n-p$ -прибора, и имеют больший коэффициент диффузии.

По методу образования переходов современные БТ СВЧ являются эпитаксиально-планарными. Эпитаксия — это наращивание, чаще из газовой фазы, монокристаллических слоев чистого кремния (или кремния с  $p$ - или  $n$ -примесью) на кристаллическую основу, при котором кристаллографическая ориентация наращиваемого слоя сохраняет ориентацию основы: отличительная особенность планарной структуры — выход переходов эмиттер—база и коллектор—база и выводов эмиттера, базы и коллектора на одну сторону кристалла. Планарной технологии предшествовали технологии: сплавная (первые плоскостные транзисторы), ограниченная частотным потолком 30 МГц, а потому непригодная для СВЧ-приборов; диффузионношынная (до 1000 МГц), технологически простая, но для нее характерны плохая повторяемость, относительно большая емкость коллектора, большое сопротивление насыщения коллектора, плохие температурные свойства, малое пробивное напряжение коллектора; мезадиффузионная, имеющая эти же недостатки, но позволившая значительно уменьшить емкость коллекторного перехода. Важнейшие преимущества, которые дала эпитаксиальная технология с двухслойным коллектором, — низкое сопротивление тела коллектора, его малая емкость, высокое пробивное напряжение коллекторного перехода.

Для всех БТ СВЧ, кроме самых маломощных, характерна многоэмиттерная (гребенчатая, сетчатая) структура.

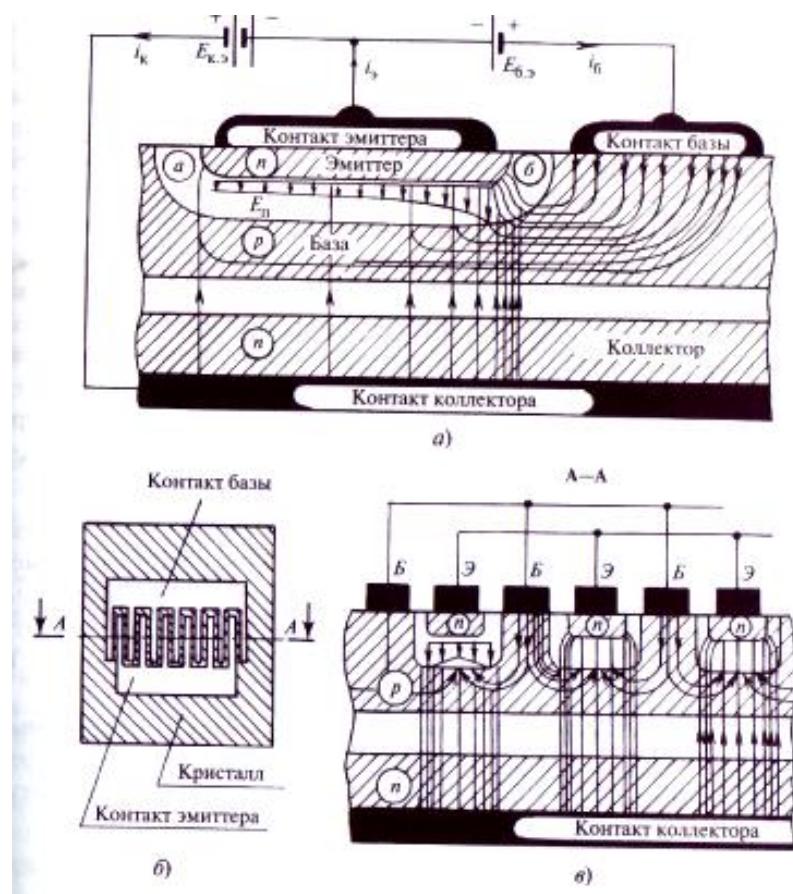
Сравнительно простая «сплошная» транзисторная структура, применявшаяся в мощных низкочастотных приборах, непригодна в мощных БТ СВЧ из-за эффекта оттеснения тока через эмиттерный переход к периферии эмиттерной области. Этот эффект имеет место и на низких частотах, но особенно сильно выражен на СВЧ. Суть дела поясняется на рис. 10.1.

На рис. 10.1, *a* показаны «сплошная» транзисторная структура и протекание токов в ней. Как видно, линии коллекторного тока, символизирующие плотность тока, распределены неравномерно под эмиттером: они гуще у правого края эмиттера, со стороны контакта базы. Это объясняется представленным на рисунке распределением напряжения на эмиттерном переходе, которое управляет коллекторным током. Напряжение

на эмиттерном переходе  $E_P$  в любом месте вертикального сечения структуры является разностью внешнего напряжения  $E_{б.э.}$ , приложенного между внешними выводами базы —

эмиттер, и падения напряжения в теле базы за счет поперечного (по отношению к направлению тока коллектора) тока базы. Видно, что линии тока базы, начинающиеся в полупроводнике от контакта базы, принимают затем направление вдоль слоя базы под эмиттером. Эти токи создают поперечное по отношению к току коллектора падение напряжения. В результате напряжение  $E_P$  на эмиттерном переходе, управляющее коллекторным током, оказывается самым малым на левом краю, наиболее удаленном от контакта базы. Дело усугубляется тем, что коллекторный ток экспоненциально зависит от напряжения на эмиттерном переходе. Самая большая плотность коллекторного тока получается на правом краю эмиттера, где  $E_P$  больше.

Таким образом, эффект оттеснения тока имеет место уже при работе транзистора на постоянном токе, но выражен сравнительно слабо. Фактор, приводящий к резкому увеличению плотности дока с приближением к краю эмиттера на СВЧ, — большой переменный ток базы есть следствие малого усиления по току на частотах СВЧ-диапазона. На низких частотах переменный ток базы в десятки и сотни раз меньше коллекторного. Поэтому рассматриваемый эффект оттеснения



**Рис. 10.1. Структура транзисторов:**

*а* — низкочастотного; *б* и *в* — многоэмиттерного; *б* — вид сверху; *в* — разрез

тока коллектора к краю эмиттера хотя и имеет место, но выражен слабо из-за малости тока базы и соответственно малости поперечного падения напряжения на базе, которое и является причиной явления оттеснения. На частоте  $f = f_{ep}$  (где  $f_{ep}$  — граничная частота) амплитуда базового тока уже не меньше амплитуды коллекторного, вызванное базовым током поперечное падение напряжения на базе К. 10.1, а) сильно возрастает, а значит, усиливается и эффект оттеснения тока. При этом доля активной площади эмиттера с высокой плотностью тока с ростом частоты уменьшается, большая часть структуры почти не создает ток коллектора, а создает вредную емкость перехода. Нетрудно понять, что есть смысл «камптировать» неработающую часть эмиттера. Тогда эмиттер станет узким, а на свободное место можно поместить еще несколько узких эмиттеров, чередуя их с такими же узкими выводами базы (рис. 10.1, в). Поэтому в БТ СВЧ, особенно мощных, применяют многоэмиттерные структуры, которые при взгляде сверху, с эмиттерной стороны, имеют вид двух встречных гребенок, расположенных так, что зубцы одной находятся между зубцами другой. Такие структуры при сохранении общей площади кристалла позволяют значительно увеличить рабочий ток и полезную мощность транзистора.

В многоэмиттерных структурах по технологическим причинам наблюдается неравномерное распределение тока между отдельными эмиттерами, что может приводить к местным перегревам и, как следствие, к повреждению. Для выравнивания токораспределения последовательно с каждым эмиттером включаются встроенные стабилизирующие резисторы. С одиночной многоэмиттерной структурой площадью 0,03  $\text{мм}^2$  обычно снимается полезная мощность не более нескольких ватт (транзисторы типов КТ904, КТ913А).

Увеличение мощности до десятков ватт достигается в так называемых многоструктурных транзисторах (КТ907, КТ946). Например, транзистор КТ946 (мощность 30 Вт) содержит 16 многоэмиттерных структур, расположенных в ряд. Расстояние между соседними структурами выбирается таким, чтобы их тепловые потоки взаимно не перекрывались, что облегчает тепловой режим кристалла.

В связи с проблемой теплоотвода от коллектора и необходимостью электрической изоляции коллектора от корпуса для подачи питания почти все БТ СВЧ имеют еще одну общую конструктивную особенность — оксиберилиевый изолятар.

## 10.1.2. Оксиберилиевый изолятори внутреннее устройство мощного БТ СВЧ

Для мощных БТ СВЧ характерны весьма, малые размеры кристаллических структур, определяемые необходимостью минимизировать емкости переходов, и малые размеры корпусов, связанные с необходимостью минимизировать паразитные индуктивности и емкости конструкций корпусов. Поскольку скорость движения носителей в твердотельной структуре относительно мала (в сравнении со скоростью в вакууме), толщина активных зон твердотельных СВЧ-приборов для обеспечения малого пролетного времени должна быть значительно меньше, чем у вакуумных. Например, толщина всей  $n-p-n$ -структуре БТ СВЧ не превышает десятков микрометров занимает незначительную часть толщины пластинки-кристалла, составляющей не более 0,20 мм. Для обеспечения малых емкостей переходов приходится минимизировать их площади. Площадь структуры с рассеиваемой мощностью 3...4 Вт всего 0,03  $\text{мм}^2$ . При этом плотность теплового потока около 100 Вт/мм<sup>2</sup>, т. е. выше, чем на поверхности солнца (60 Вт/мм<sup>2</sup>). Но температура на солнце 6000 °С, а температура кремниевой транзисторной структуры должна быть не выше 200 °С во избежание деградации полупроводника. Это можно обеспечить лишь хорошим охлаждением активной зоны транзистора, главным образом коллекторного перехода, где выделяется большая часть тепловой мощности. При разработке мощных БТ СВЧ это одна из最难нейших задач и именно этим максимальная рассеиваемая мощность в непрерывном режиме ограничена уровнем около 200 Вт (без жидкостного охлаждения).

Итак, охлаждать нужно прежде всего коллектор, поэтому, как правило, теплоотвод следует предусматривать с коллекторной стороны кристалла кремния. Но с учетом особенностей схемы в усилителе мощности СВЧ заземляется обычно эмиттер [схема с общим эмиттером (ОЭ)] или база [схема с общей базой (ОБ)], а на коллектор подается напряжение питания. Отвод тепла от коллектора приходится осуществлять через электрический изолятор. Следовательно, нужен особый материал — хороший проводник тепла и непроводник тока, [т.е. диэлектрик]. Это редкое сочетание свойств. Обычно хорошие проводники тепла, например металлы, являются и хорошими проводниками тока. Проблема усугубляется тем, что на СВЧ пригодны только диэлектрики с малыми потерями. Самый лучший диэлектрик для этой цели — алмаз. По теплопроводности он превосходит даже медь. Он и используется для подобных целей, но в других приборах СВЧ — лавинно-пролетных диодах (см. гл. 14), имеющих еще меньшие размеры, чем БТ СВЧ, а потому и большую тепловую нагрузку до —70 кВт/см<sup>2</sup>. Для БТ СВЧ по ряду причин более подходящим оказался другой материал — оксид бериллия. Его называют также оксиберилиевой керамикой или брокеритом BeO. Кроме высокой теплопроводности и малых потерь на СВЧ, брокерит близок по температурному коэффициенту расширения к кремнию, что очень важно для работы в широком интервале температур. Недостаток

ВеО — токсичность, затрудняющая утилизацию испорченных приборов. Возможно, в роли подобного диэлектрика найдет применение нитрид алюминия.

Кристалл транзисторной структуры мощного БТ СВЧ обычно напаян на монтажное основание — керамический диск или прямоугольную пластинку ВеО, обеспечивающую электрическую изоляцию коллектора от корпуса. Пластина ВеО припаяна металлизированной нижней стороной к медному фланцу корпуса, имеющему Массивный монтажный винт или отверстия для посадки на радиатор.

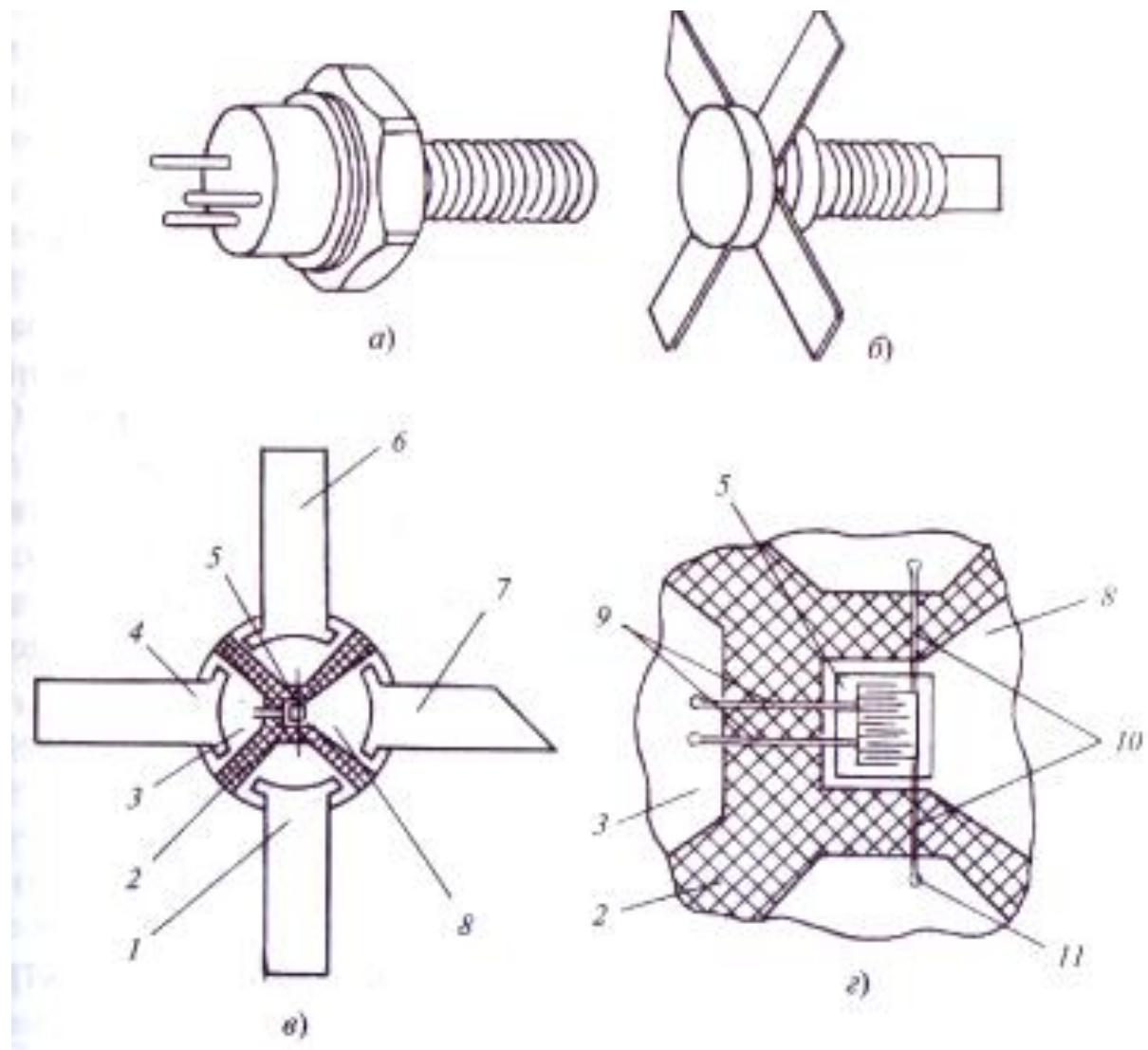
### 10.1.3. Паразитные индуктивности и емкости выводов

Внешние выводы транзистора внутри припаяны к металлизированным областям (контактным площадкам) на пластинке ВеО, а контактные площадки пластины ВеО соединяются с крошечными контактными площадками транзисторной структуры на поверхности кристалла тонкими (сотые доли миллиметра) золотыми или алюминиевыми проводниками. Таким образом, в общем случае полная индуктивность вывода складывается из индуктивности внутреннего вывода, выполненного одним или несколькими параллельными очень тонкими проводниками (от кристалла к контактной площадке на пластинке ВеО), и индуктивности внешнего вывода обычно в виде широкой полоски (ленточный вывод). Широкие внешние выводы механически прочны, допускают изгибы при монтаже транзистора в схему, нагрев до сотен градусов Цельсия при пайке и имеют малую индуктивность; тонкие внутренние выводы эластичны, не создают механических воздействий на кристалл и соизмеримы с крошечными контактными площадками структуры на кристалле, к которым они привариваются методом термокомпрессии, защищают кристалл от перегрева при пайке внешних выводов. Индуктивность их сравнительно невелика, несмотря на малый диаметр, так как их длина порядка 1 мм. Благодаря малой длине они выдерживают довольно большие токи, а в более мощных приборах при необходимости увеличить рабочий ток и одновременно уменьшить индуктивность используют параллельно несколько (иногда десятки) тонких проводников.

Герметичный корпус транзистора защищает кристалл и тонкие внутренние выводы не только от механических повреждений, но и от воздействия пыли, паров и газов окружающей среды, вызывающих необратимую деградацию кристалла.

Однако корпус транзистора неизбежно вносит паразитные индуктивности выводов и емкости контактных площадок. Они существенно влияют на свойства СВЧ-транзистора: изменяют входное и нагрузочное комплексные сопротивления, придают им резонансные свойства, сужают полосу рабочих частот, снижают коэффициент усиления мощности в схеме ОЭ, делают транзистор склонным к паразитной генерации в схеме ОБ, снижают выходную мощность и КПД.

В корпусах СВЧ-транзисторов эти реактивности стараются свести к минимуму, а иногда их используют как элементы встроенной в корпус согласующей цепи. Особенно важно минимизировать индуктивность общего электрода. Некоторые мощные БТ СВЧ выполняются в корпусах, у которых все электроды изолированы, а выводы имеют индуктивность около 3 нГн (рис. 10.2). Такой корпус позволяет включать транзистор по любой схеме [с ОЭ, ОБ, общим коллектором (ОК)], а также расширяет возможности подачи напряжения смещения, например,



**Рис. 10.2. Корпуса мощных СВЧ-транзисторов типов КТ904 (а), КТ913 (б) с изолированными выводами и схема транзистора типа КТ913 (в, г):**

1,6 — внешние выводы эмиттера; 2 — шайба из оксибериллиевой керамики; 3 — кошактная площадка базы; 4 — внешний вывод базы; 5 — кристалл с транзистором; 9 — внешний вывод коллектора; 8 — контактная площадка коллектора с напаянным на нее транзистором; 9 — внутренние выводы базы; 10 — внутренние выводы эмиттера; // — термокомпрессионное соединение внутреннего вывода эмиттера с контактом площадкой

позволяет вводить сопротивления автосмещения в цепи общего электрода. Однако он пригоден для приборов относительно небольшой мощности, работающих в нижней части частотного диапазона СВЧ ркие корпуса характерны для первых мощных БТ СВЧ — американского 2N3375 и его советского аналога 2T904.

#### 10.1.4. Специализация биполярных СВЧ-транзисторов

Биполярные СВЧ-транзисторы, появившиеся как маломощные универсальные приборы в конце 50-х годов XX в., развивались по пути все более узкой специализации.

В настоящее время существует множество типов БТ СВЧ. Их принято разделять: на маломощные (рассеиваемая мощность до 0,3 Вт), среднемощные (0,3... 1,5 Вт), мощные (более 1,5 Вт). Внутри этих групп существуют подгруппы, рассчитанные на разные стандарты питающего напряжения (например, 12,6 и 28 В), с примерно одинаковой мощностью и диапазоном частот и подгруппы с выходной мощностью, различающейся в 2—3 раза.

Производятся БТ СВЧ общего назначения, называемые в технических условиях (ТУ) и справочниках генераторными и используемые в режимах с отсечкой тока при построении усилителей, умножителей частоты и автогенераторов, а также только автогенераторные, выпускаемые в специализированных корпусах для схем ОЭ или ОБ. Отдельную подгруппу составляют БТ СВЧ, предназначенные для работы в режиме без отсечки тока и используемые при построении усилителей с малыми нелинейными искажениями. Выпускаются двухтранзисторные сборки для обычных двухтактных схем и комплементарные пары ( $i-p-n$ - и  $p-n-p$ -транзисторы с близкими параметрами для двухтактных схем на таких парах).

Выпускаются транзисторы с встроенными цепями согласования как широкополосные, так и предназначенные для определенных частотных интервалов, иногда весьма узких (около 10 % средней частоты), мощные радиоимпульсные транзисторы с внутренними цепями согласования и бескорпусные, предназначенные для герметизированной аппаратуры и имеющие наилучшие частотные свойства.

Такая довольно узкая специализация — вынужденная мера. Только она позволяет достигать высоких показателей при определенном назначении прибора. В мощных БТ СВЧ предусмотрено как различие собственно кристаллических структур по частотам, мощностям, питающим напряжениям, особенностям характеристик, так и различие в конструкциях

корпусов БТ. Эти различия и особенности необходимо учитывать при проектировании функциональных узлов на БТСВЧ.

## 10.2. Режимы и параметры биполярных транзисторов

### 10.2.1. Питающее напряжение

При создании все более высокочастотных БТ СВЧ помимо оптимизации корпуса приходится уменьшать размеры структуры, чтобы снизить пролетное время носителей заряда и таким образом повысить граничную частоту транзистора. Во избежание электрического пробоя все более тонких переходов приходится снижать питающие напряжения. Для кремниевого БТ теоретический предел произведения  $E_{\kappa}f_{ep}$  равен примерно 200 В • ГГц.

Реально достигнутые его значения примерно вдвое ниже. Это соотношение показывает меру ограничения допустимого напряжения на коллекторе с увеличением частоты. Например, номинальное питающее напряжение для транзистора типа 2T9127 мощностью 500 Вт, предназначенного для диапазона частот 1,025... 1,15 ГГц, составляет 50 В, а для транзистора типа 2T9135 для диапазона частот 2... 10 ГГц оно составляет 14 В. Выбор питающего напряжения связан также с мощностью прибора и со значением комплексного сопротивления нагрузки. Для сохранения его разумного значения с увеличением мощности увеличивают питающее напряжение.

Единичная мощность БТ СВЧ также зависит от частоты. Она достигает на частоте до 1,5 ГГц 100 Вт в непрерывном режиме и нескольких сотен ватт (до 2 кВт в опытных образцах) в импульсном режиме и снижается до единиц ватт на частоте 10 ГГц и десятков милливатт на частоте десятки гигагерц.

Иногда выбор питающего напряжения БТ СВЧ диктуется назначением транзистора. Например, питание мобильной аппаратуры удобно осуществлять от бортовой сети, аккумуляторной батареи. Для таких условий были разработаны транзисторы с напряжением питания 12,6 В, например транзисторы типа 2T960A, хотя имелись такие же по мощности и частоте транзисторы 2T930A на напряжение 28 В.

## 10.2.2. Отсечка тока в биполярных СВЧ-транзисторах

Вопрос об отсечке тока в усилителе СВЧ на БТ имеет свою специфику, объясняемую особенностями БТ СВЧ.

Когда речь идет о маломощных БТ (десятки милливатт), этот вопрос решается на основе обычных соображений: наличие отсечки уменьшает усиление, но позволяет увеличить выходную мощность и КПД транзистора.

Поэтому если рабочая частота находится вблизи  $f_{ep}$  для данного транзистора и возможности использовать другой транзистор нет, то приходится работать в режиме класса А, т. е. без отсечки тока, имея усиление мощности 2...3. Если же рабочая частота существенно ниже и есть запас  $f_{ep}$  по усилению, то можно работать с отсечкой тока.

Совершенно иначе обстоит дело с мощными БТ СВЧ. При использовании питающего напряжения не менее 30 % номинального и значительных выходных мощностях, оправдывающих применение выбранного транзистора, работа без отсечки тока категорически запрещена техническими условиями. Это связано с эффектом, известным под названием «шнурование тока». Эффект состоит в склонности биполярной структуры относительно большой площади к локальным концентрациям тока, вследствие чего сильно (до многих сотен градусов) повышается температура структуры в нескольких «горячих пятнах».

В идеальном случае плотность тока в транзисторной структуре должна быть равномерной по ее площади. В отличие от вакуумных приборов такие локальные перегревы разрушают структуры твердотельных приборов и приводят к выходу их из строя.

Причиной «шнурования» является положительный температурный коэффициент тока биполярной транзисторной структуры: если где-то произошло локальное повышение температуры, там как следствие увеличивается ток, что приводит к дальнейшему наращиванию температуры «горячего пятна». (Заметим, что в структуре полевого транзистора ситуация обратная: при относительно больших токах рост температуры отдельного участка структуры приводит к уменьшению тока через него. Это объясняет прогресс полевых транзисторов в последние десятилетия.)

Однако для развития «шнура» тока в БТ требуется некоторое время, и оказывается, что достаточно периодически запирать транзистор всего на десятки наносекунд, останавливая повышение локальной температуры, что соответствует рабочим частотам порядка сотен мегагерц в режиме с отсечкой, чтобы не допустить появления «горячих пятен». В большой

номенклатуре мощных отечественных БТ СВЧ имеется лишь два сравнительно маломощных транзистора, предназначенных специально для работы в классе А, т.е. без отсечки тока в схеме с ОЭ: КТ939 и 2Т9137А (до 2,3 ГГц, 2,5 Вт).

С этим же эффектом — «шнуркованием» тока — связано еще одно ограничение на применение мощных БТ СВЧ, а именно наличие (за исключением упомянутых транзисторов КТ939 и 2Т9137А) нижней границы в рабочем диапазоне частот. Работа на частоте, лежащей ниже этой границы, приравнивается к статическому режиму и допускается лишь при понижении напряжения питания (примерно в 4 раза).

### 10.2.3. Система параметров биполярных СВЧ -транзисторов

Прежде чем приступить к практическим расчетам устройств на БТ СВЧ, следует уяснить особенности их системы параметров. Эта система, как увидим, содержит «формальную» и «неформальную» части.

Обратимся к системе параметров, характеризующих статические и частотные свойства БТ СВЧ и приводимых обычно в ТУ на транзистор и справочниках.

К «формальной» части относятся параметры, типичные и для более низкочастотных приборов, а именно:  $h_{21s}$  — статический коэффициент передачи тока в схеме ОЭ;  $\tau_k$  — постоянная времени цепи паразитной внутренней обратной связи;  $C_k$  и  $C_s$  — емкости коллекторного и эмиттерного переходов;  $f_{ep}$  — граничная частота коэффициента передачи тока в схеме ОЭ или заменяющее ее значение модуля коэффициента передачи тока на указанной частоте измерения. В дополнение к этому для мощных БТ СВЧ, как правило, указываются (обычно для верхней рабочей частоты) гарантированные значения выходной мощности, КПД и коэффициента усиления по мощности при типовом напряжении питания. Все эти параметры приводятся при температуре корпуса транзистора +25 °C.

Очень существенно, что указанные параметры имеют значительный разброс, ограниченный ТУ.

Начинающий проектировщик СВЧ-аппаратуры, имеющий начальные представления о теории допусков, пожелав учесть этот разброс, скорее всего предположит, что наименьшее усиление должно быть при комбинации минимальной  $f_{ep}$  и максимальных  $\tau_k$  и  $C_k$ , и наоборот, наибольшее — при максимальной  $f_{ep}$  и минимальных  $\tau_k$  и  $C_k$ . взяв наихудшее сочетание, он обнаружит расчетным путем, что при нем не обеспечивается

гарантированное ТУ усиление. А для наилучшего сочетания расчет вообще нельзя выполнить, так как максимальные значения  $f_{ep}$ , за редким исключением, не даны в ТУ и справочниках.

Отчасти дело в том, что как «наилучшее», так и «наихудшее» сочетание из допусков ТУ на самом деле просто невозможно по физическим причинам: параметры БТ не являются взаимно независимыми, а связи между параметрами в ТУ не отражены. А отчасти дело и в том, что изготовитель по понятным причинам склонен в качестве худших значений параметров указывать такие, каких у реальных БТ практически не бывает — тогда меньше вероятность рекламаций.

Следовательно, попытка спроектировать устройство на БТ СВЧ с учетом «наилучшего» и «наихудшего» сочетания «формальных» параметров ТУ в надежде обеспечить требуемые допуски его режима совершенно бесплодна. Но, решив свои проблемы, т. е. обеспечив сдачу продукции по «формальным» параметрам и защитившись от рекламаций, изготовитель транзисторов приходит на помощь проектировщику аппаратуры, указывая «неформальные» наиболее вероятные значения «формальных» параметров, называемые типовыми. Именно расчет по типовым параметрам окажется наиболее точным.

Однако следует заметить, что набор обязательных для изготовителя параметров, которые могут быть однозначно определены и измерены, характеризует сам транзистор (причем не полностью), а не его эквивалентную схему. Все перечисленные параметры должны остаться неизменными при любых эквивалентных схемах транзистора.

Этот контролируемый в производстве набор «сдаточных» параметров, как указывалось, необходим и достаточен изготовителю и потребителю для продажи-покупки, поскольку позволяет сделать вывод о соответствии прибора стандарту. Затем с его помощью потребитель (разработчик аппаратуры) может сделать оценочный расчет режима транзистора и определить примерно элементы схемы усилителя или другого устройства.

Однако этот набор недостаточен для однозначного описания свойств транзистора, особенно на СВЧ и особенно в нелинейном режиме, просто потому, что этих параметров мало. Поэтому разработчики устройств на транзисторах для расчетов вынуждены использовать модели БТ СВЧ, составной частью которых являются эквивалентные схемы. Среди возможных эквивалентных схем для БТ, работающего в режиме большого сигнала (с отсечкой коллекторного тока), предпочтительнее «физическая» схема, элементы которой более или менее правильно отражают физические процессы в БТ СВЧ.

Ценность «физической» схемы проиллюстрируем одним примером. В «физической» эквивалентной схеме имеется емкость запертого эмиттерного

перехода  $C_3$ . В процессе работы с отсечкой тока на эмиттерном переходе периодически появляется обратное напряжение, которое необходимо контролировать во избежание пробоя перехода. Это напряжение невозможно измерить в эксперименте, так как оно является «внутренним» для транзистора. Но реально оно существует, и его можно рассчитать с помощью эквивалентной схемы, содержащей сопротивление базы и емкости  $C_{k.a}$ ,  $C_{k.p}$  (см. § 2.5). Это очень важно для обеспечения надежной работы транзистора. Зная же только значения  $h_{21s}$ ,  $\tau_k$ ,  $f_{ep}$ ,  $C_k$ ,  $C_3$ , решить эту задачу не удается, так как одному сочетанию  $\tau_k$ ,  $C_k$  может соответствовать множество комбинаций  $r_b$  и  $C_{ka}$ . Что касается емкостей  $C_{k.a}$ ,  $C_{k.p}$ , то таких двух отдельных сосредоточенных емкостей, подключенных к разным концам сосредоточенного сопротивления  $r_b$ , не существует, как не существует и самого сосредоточенного сопротивления  $r_b$ . Комбинация из  $C_{k.p}$ ,  $r_b$ ,  $C_{k.a}$  является всего лишь предельно упрощенным эквивалентом распределенной ЛС-структуры, представляющей собой коллекторный переход и область базы. Отчасти в связи с этой «упрощенностью» параметры эквивалентной схемы довольно трудно однозначно определять, и из-за этого же любая эквивалентная схема удовлетворительно описывает прибор лишь в ограниченных областях режима. Неслучайно существует целый ряд способов экспериментального определения, например, сопротивления базы  $r_b$ , причем все они дают различные результаты для одного и того же прибора. Однако, идя навстречу интересам потребителя-расчетчика и не обременяя себя дополнительными обязательствами, некоторые изготовители приводят кроме типовых значений сдаточных параметров в числе справочных, т. е. не контролируемых в производстве данных, параметры некоторой «физической» эквивалентной схемы (эквивалентной схемы Притчарда, которая легко преобразуется в эквивалентную схему Джиаколетто). Как правило, указывают типовые значения: индуктивности выводов; сопротивлений базы  $r_b$ , эмиттера  $r_3$ ; активной составляющей коллекторной емкости  $C_{k.a}$ ; суммарной коллекторной емкости ( $C_{k.a} + C_{k.p}$ ) при типовом напряжении питания; емкости коллектор—эмиттер  $C_{k.e}$ ; емкости эмиттерного перехода  $C_3$ , реже входное комплексное сопротивление, еще реже комплексное сопротивление нагрузки для некоторого режима. Для БТ с рабочим диапазоном 2 ГГц и выше указывают емкости выводов на корпус. Все эти элементы входят в линеаризованную эквивалентную схему — составную часть модели БТ СВЧ. В последние годы стали появляться наборы параметров для более сложных моделей (например, для модели Гуммеля—Пуна), предназначенных для компьютерных моделирующих программ. Однако пока такие модели, причем не самые точные, в области СВЧ имеются лишь для некоторых маломощных БТ. На практике пока приходится довольствоваться главным образом данными ТУ и справочников.

#### 10.2.4. Модель биполярного СВЧ-транзистора

Под моделью транзистора понимается вся совокупность сведений о нем, используемых в расчете. Составными частями модели являются эквивалентная схема с набором ее параметров и их зависимостями от режима и набор предельно допустимых параметров режима.

В эквивалентной схеме для БТ СВЧ, работающего в режиме с отсечкой тока в сильно нелинейной области, должны быть учтены зависимости элементов схемы от токов и напряжений. Наиболее аккуратно это делается в эквивалентных схемах с плавными зависимостями (например, в схеме Гуммеля—Пуна и ее модификациях). Однако такие схемы из-за математических трудностей могут быть использованы лишь для компьютерных программ.

Для аналитического решения пригодны полигональные или кусочно-линейные модели (см. § 2.5), основанные на разбиении режима транзистора на области, в каждой из которых элементы схемы остаются постоянными, т. е. не зависят от мгновенных токов и напряжений.

Например, широко используется модель, в которой транзистор поочередно оказывается в активной области и в области отсечки. При этом «кристаллическая» часть транзистора представляется линеаризованной схемой Джаколетто для активной области. В пассивной области параметры  $C_d$  и  $S_n$  полагаются равными нулю, а сопротивление рекомбинации  $r_\beta$  — бесконечности. Затем составляются линейные дифференциальные уравнения для каждой области и решаются путем «сшивания» на границах областей.

В результате удается получить сравнительно простые аналитические выражения для процессов в модели БТ СВЧ, хорошо отображающие основные закономерности и свойства схем. Точность оказывается достаточной для многих практических задач, а число параметров модели гораздо меньше, чем в модели Гуммеля—Пуна.

Еще более линеаризованная эквивалентная схема Притчарда, в которой емкость эмиттерного перехода усреднена за период, приводится в справочниках для многих отечественных мощных БТ СВЧ.

Кроме указанных выше высокочастотных параметров, в ТУ и справочниках приводятся предельно допустимые токи, напряжения, мощности рассеяния. В этом случае также есть некоторая неопределенность, которую изготовителю трудно преодолеть. Например, допустимое напряжение на переходах. Указывается обычно допустимое *постоянное*

напряжение при переменном напряжении, равном нулю. Например, для транзистора типа КТ919 рекомендуется напряжение питания 28 В, а предельно допустимое постоянное напряжение равно 45 В. Допустима ли

работа с амплитудой 23 В, т. е. с пиковым напряжением 51 В? Неизвестно. Трудность состоит в том, что кратковременно транзистор выдерживает пиковые напряжения, превышающие постоянные пробивные, но значение пиковых напряжений, вызывающих пробой перехода, зависит от рабочей частоты и других факторов. В подобных случаях иногда приходится официально согласовывать допустимость режима с изготовителем транзистора.

Даже с учетом приводимых в ТУ и справочниках дополнительных данных, отмечаемых обычно знаком «\*» (звездочка), всех указанных сведений бывает недостаточно для расчета по известным инженерным методикам, поскольку могут потребоваться параметры модели транзистора, отсутствующие в ТУ. Их отсутствие нельзя поставить в упрек изготовителям транзисторов и составителям ТУ и справочников, так как это следствие высокой сложности свойств самого объекта — БТ СВЧ.

Достаточно сказать, что разработчики в принципе могут назвать несколько сотен параметров БТ, но даже существующие компьютерные программы моделирования используют лишь около 10 % этого количества.

Дело не столько в ограниченных программных возможностях компьютера, сколько в трудностях обеспечения исходных данных: нужно было бы выполнить громадный объем измерений по каждому типу транзистора в множестве режимов на разных частотах, при разных напряжениях, разных температурах, с учетом разброса параметров от экземпляра к экземпляру.

Однако опытный разработчик СВЧ-аппаратуры может «реконструировать» косвенными путями недостающие параметры модели БТ СВЧ и выполнить с приемлемой точностью расчет, используя 12.. .20 параметров модели в зависимости от типа БТ.

### 10.3. Свойства биполярных СВЧ-транзисторов в схемах резонансных усилителей с общим эмиттером и общей базой

Транзисторные усилители мощности на БТ вплоть до частоты около 1 ГГц чаще всего выполняются по схеме с ОЭ, на более высоких частотах — по схеме с ОБ. Поясним это обстоятельство и сравним схемы с ОЭ и с ОБ по основным характеристикам. Главные выводы могут быть получены уже при рассмотрении режима малого сигнала. Проведем анализ этих схем, воспользовавшись упрощенными эквивалентными схемами (рис. 10.3), пригодными для нижней части диапазона (сотни мегагерц).

В этом случае можно пренебречь корпусными емкостями, а пары индуктивностей выводов базы и эмиттера  $L_{б1}, L_{б2}$  и  $L_{э1}, L_{э2}$  можно заменить одиночными индуктивностями  $L_b = L_{б1} + L_{б2}$ ,  $L_e = L_{э1} + L_{э2}$ . Кроме того, можно пренебречь потерями в сопротивлении коллектора  $r_k$ . На более высоких частотах (выше 1 ГГц) потери в этом сопротивлении могут оказаться значительными. Будем считать, что рассматривается транзистор сравнительно небольшой мощности (порядка единиц ватт). При этом можно пренебречь падением напряжения на индуктивности коллекторного вывода по сравнению с напряжением на нагрузке. Это позволяет не учитывать индуктивность

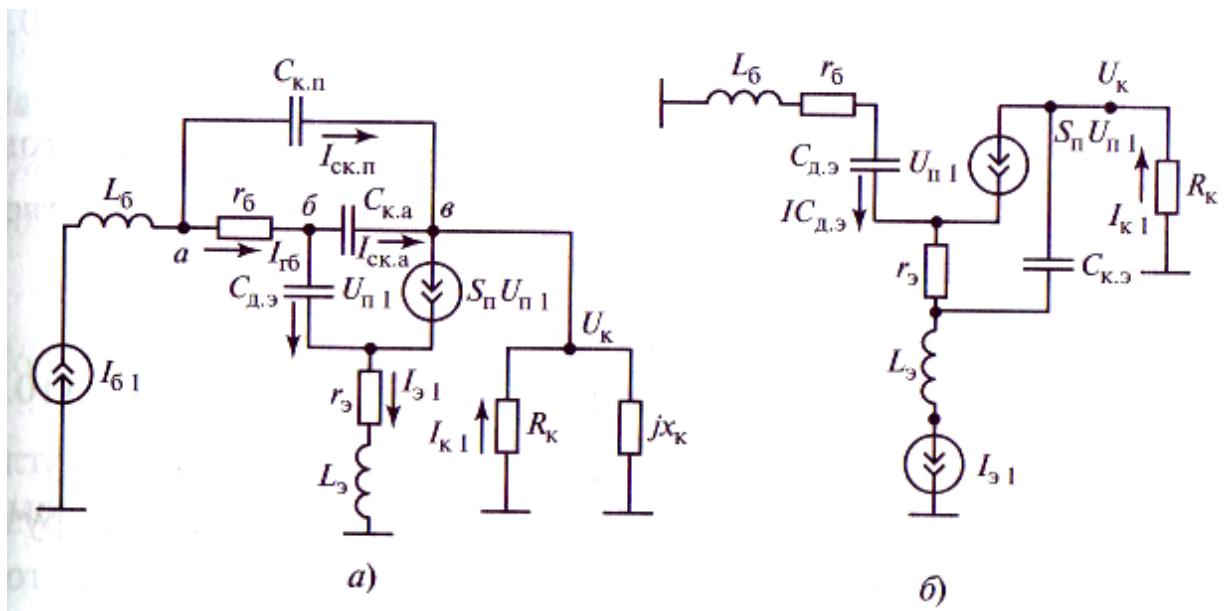


Рис. 10.3. Эквивалентные схемы усилителей СВЧ с ОЭ (a) и ОБ (b)

коллекторного вывода. В СВЧ-транзисторах, как правило, на рабочих частотах выполняется неравенство

$$\frac{1}{\omega C_{d.\mathcal{E}}} \ll r_\beta, \text{ где } C_{d.\mathcal{E}} = C_{\partial u\phi} + C_{\mathcal{E}}$$

Следовательно, можно не учитывать сопротивление рекомбинации  $r_\beta$ . Будем считать, что рабочая частота  $f$  не превышает  $f_{ep}$ . При этом можно пренебречь временем запаздывания  $t_P$  ввиду его малости и считать крутизну по напряжению на эммитерном переходе действительной величиной.

В схеме с ОЭ (рис. 10.3, а), кроме того, пренебрегаем емкостью  $C_{k\mathcal{E}}$ . В упрощенной эквивалентной схеме с ОБ  $C_{k\mathcal{E}}$  сохранена, так как она наряду с индуктивностью  $L_6$  может существенно повлиять на свойства усилителя с ОБ (на значения входного сопротивления, коэффициента усиления по мощности) и даже вызвать паразитное самовозбуждение.

Коллекторной емкостью  $C_k$  в эквивалентной схеме усилителя с ОБ (рис. 10.3, б) пренебрегаем. Эта емкость существенно влияет на свойства схемы с ОЭ, являясь элементом внутренней обратной связи между коллектором и базой. В схеме с ОБ в первом приближении ее можно считать элементом цепи нагрузки, а не обратной связи.

Входные ЦС с источником возбуждения заменены эквивалентными генераторами гармонического входного тока  $I_{BX1} = I_{\delta 1}$  в схеме с ОЭ и  $I_{BX1} = I_{\mathcal{E}1}$  в схеме с ОБ.

Получим выражения коэффициентов усиления по мощности  $K_p$  для схем с ОЭ и ОБ. В общем случае

$$K_p = P_1 / P_{BX1}; K_p = P_1 / P_{BX1}; \\ K_p = P_1 / P_{BX1}; K_p = P_1 / P_{BX1}. \quad (10.1)$$

Здесь  $|K_i| = |I_{k1} / I_{BX}|$  — модуль коэффициента передачи по току.

Напряжение на переходе и ток эквивалентного генератора соответственно имеют выражения:

$$U_{P1} = I_{C_{d\mathcal{E}}} / (j\omega C_{d\mathcal{E}}) \\ I_{\Gamma 1} = S_{\Pi} U_{P1} = -j(\omega_{ep} / \omega) I_{C_{d\mathcal{E}}} \quad (10.2)$$

Напомним, что параметр  $\omega_{ep} = 2\pi f_{ep} = S_{\Pi} / C_{d\mathcal{E}}$  — граничная угловая частота, на которой в схеме с ОЭ при короткозамкнутой нагрузке  $|K_i| = 1$ .

Мощность в нагрузке  $P_1$  максимальна, если генератор тока нагружен на настроенную ЦС с активным сопротивлением  $R_K$ . Потенциалы точек  $a$  и  $b$

(см. рис. 10.3, *a*) относительно земли гораздо меньше, чем потенциал точки  $\theta$ , поэтому можно считать, что емкости  $C_{K.A} - u - C_{K.P}$  включены параллельно сопротивлениям  $R_K X_K$ . Активный характер сопротивления нагрузки на генератор  $S_P U_{P1}$  обеспечивается, если индуктивное сопротивление  $X_K$  выбрать равным  $1/\omega(C_{K.A} + C_{K.P})$ . При этом ток через  $R_K$ , т. е.  $I_{K1}$ , равен току  $I_{r1} = S_P U_{P1}$ , а амплитуда напряжения на коллекторе.

Токи через  $C_{K.A}$  и  $C_{K.P}$  соответственно

$$I_{C_{K.A}} = j\omega C_{K.A} U_K = \omega_{ep} C_{K.A} R_K I_{C_{D.3}}; \quad (10.5)$$

где  $C_K = (C_{K.A} + C_{K.P})$ .

В схеме с ОЭ входной ток, т. е. ток базы, в соответствии с рис. 10.3, *a* имеет выражение

$$I_{\delta 1} = I_{C_{D.3}} + I_{C_{K.A}} I_{C_{K.P}} = (1 + \omega_{ep} C_K R_K) I_{C_{D.3}}, \quad (10.5)$$

Из (10.2) и (10.5) следует выражение для коэффициента усиления по току в схеме с ОЭ:

$$K_{i\Theta} = I_{K1} / I_{\delta 1} = \frac{j(\omega_{ep}/\omega)}{1 + \omega_{ep} C_K R_K} \quad (10.6)$$

На СВЧ часто  $|K_{i\Theta}| < 1$ .

Для определения входного сопротивления рассчитаем напряжение на базе  $U_{\delta.3}$ , используя рис. 10.3, *a*:

$$U_{\delta.3} = j\omega L_\delta I_{\delta 1} + r_\delta (I_{C_{D.3}} + I_{C_{K.A}}) + U_{P1} + (j\omega L_\Theta + r_\Theta) I_{\Theta 1} \quad (10.7)$$

Напряжением  $U_{P1}$ , в (10.7) можно пренебречь из-за его малости по сравнению с остальными слагаемыми. Ток  $I_{\Theta 1}$ , с учетом (10.2) выразим через  $I_{C_{D.3}}$ .

$$I_{\Theta 1} = I_{C_{D.3}} + I_{r1} = I_{C_{D.3}} (1 - j\omega_{ep}/\omega) \quad (10.8)$$

По определению для схемы с ОЭ

$$Z_{BX.\Theta} U_{\delta.3} / I_{\delta 1} = r_{BX.\Theta} + jx_{BX.\Theta} \quad (10.9)$$

Выразив  $U_{\delta.3}$  через  $Z_{C_{D.3}}$  с помощью (10.4), (10.5), (10.7), (10.8):

$$U_{\delta.3} = [j\omega L_{\delta.3} (1 + \omega_{ep} C_K R_K) + r_\delta (1 + \omega_{ep} C_K R_K) + (j\omega L_\Theta + r_\Theta) (1 - j\omega_{ep}/\omega)] I_{C_{D.3}} \quad (10.10)$$

и подставив (10.10) и (10.5) в (10.9), получим

$$r_{BX,\Theta} = U_{\delta,\Theta} = \frac{r_\delta(1 + \omega_{ep}C_KR_K) + \omega_{ep}L_\Theta + r_\Theta}{1 + \omega_{ep}C_KR_K} \quad (10.11)$$

$$x_{BX,\Theta} = \omega L_\delta + \frac{\omega L_\Theta + r_\Theta \omega_{ep}/\omega}{1 + \omega_{ep}C_KR_K} \quad (10.12)$$

Используя (10.6), (10.11) и (10.1), находим формулу для коэффициента усиления по мощности в схеме с ОЭ:

$$r_{BX,\Theta} = \frac{(\omega_{ep}/\omega)^2 R_K}{[r_\delta(1 + \omega_{ep}C_KR_K) + \omega_{ep}L_\Theta + r_\Theta](1 + \omega_{ep}C_KR_K)} \quad (10.13)$$

Перейдем к расчету характеристик усилителя с ОБ для частот, лежащих ниже  $f_{\text{гр}}$ . Воспользуемся эквивалентной схемой, приведенной на рис. 10.3, б. Напряжение эмиттера—база определяется соотношением

$$U_{\delta,\Theta} = (r_\delta j\omega L_\delta)L_{\delta 1} + U_{\pi 1} + (r_\Theta j\omega L_\Theta)L_{\Theta 1} \quad (10.14)$$

В соответствии с рис. 10.3, б для схемы с ОБ

$$I_{\Theta 1} = I_{C_{\pi,\Theta}} + I_{r1} - j\omega C_{\kappa,a}U_\kappa. \quad (10.15)$$

Для обеспечения активной нагрузки на генератор тока  $I_{\pi 1} = S_\pi U_{\pi 1}$  параллельно нагрузке  $R_K$  предусмотрено включение индуктивного сопротивления  $X_\kappa$ , по модулю равного  $1/(\omega C_{\kappa,\Theta})$ . В этом случае  $U_K$  определяется формулой (10.3), и отчетом (10.2) ток эмиттера записывается в виде

$$I_{\Theta 1} = I_{C_{\pi,\Theta}}(1 - j\omega_{ep}/\omega) - \omega_{ep}C_{\kappa,\Theta}R_\kappa I_{C_{\pi,\Theta}}. \quad (10.16)$$

С учетом того, что  $I_{\delta 1} = I_{C_{\pi,\Theta}}$ , разделив (10.14) на (10.16), можно получить выражение для входного сопротивления в схеме с ОБ

$$Z_{BX,\Theta} = U_{\delta,\Theta} / I_{\Theta 1} = r_{BX,\delta} + jx_{BX,\delta} \quad (10.17)$$

Так как на СВЧ  $U_{\pi 1} \ll U_{\delta,\Theta}$ , для  $r_{\text{вх},\delta}$  и  $x_{\text{вх},\delta}$  находятся следующие приближенные выражения:

$$r_{BX,\Theta} = \frac{r_\delta(1 - \omega_{ep}C_KR_K) - \omega_{ep}L_\delta}{(1 - \omega_{ep}C_KR_K)^2 + (\omega_{ep}/\omega)^2} + r_\Theta \quad (10.17)$$

$$x_{BX,\Theta} = \omega L_\delta + \frac{\omega L_\Theta(1 - \omega_{ep}C_KR_K) + r_\delta\omega_{ep}/\omega}{(1 - \omega_{ep}C_KR_K)^2 + (\omega_{ep}/\omega)^2} \quad (10.18)$$

Коэффициент передачи по току в схеме с ОБ найдем, поделив  $I_{k1}$

на  $I_{\text{Э1}}$ :

$$K_{i6} = I_{k1}/I_{\text{Э1}} = 1/[1 + j(\omega/\omega_{\text{rp}})(1 - \omega_{\text{rp}}C_{k3}R_k)]. \quad (10.19)$$

Подставим в общую формулу (10.1) для  $K_P$  выражения (10.19) для  $K_{i6}$  и (10.17) для  $r_{\text{вх},6}$  и получим формулу для коэффициента усиления по мощности  $K_{P6}$  в схеме с ОБ:

$$K_{P6} = \frac{(\omega_{\text{rp}}/\omega)^2 R_k}{r_6(1 - \omega_{\text{rp}}C_{k3}R_k) - \omega_{\text{rp}}L_6 + r_3[(1 - \omega_{\text{rp}}C_{k3}R_k)^2 + (\omega_{\text{rp}}/\omega)^2]}. \quad (10.20)$$

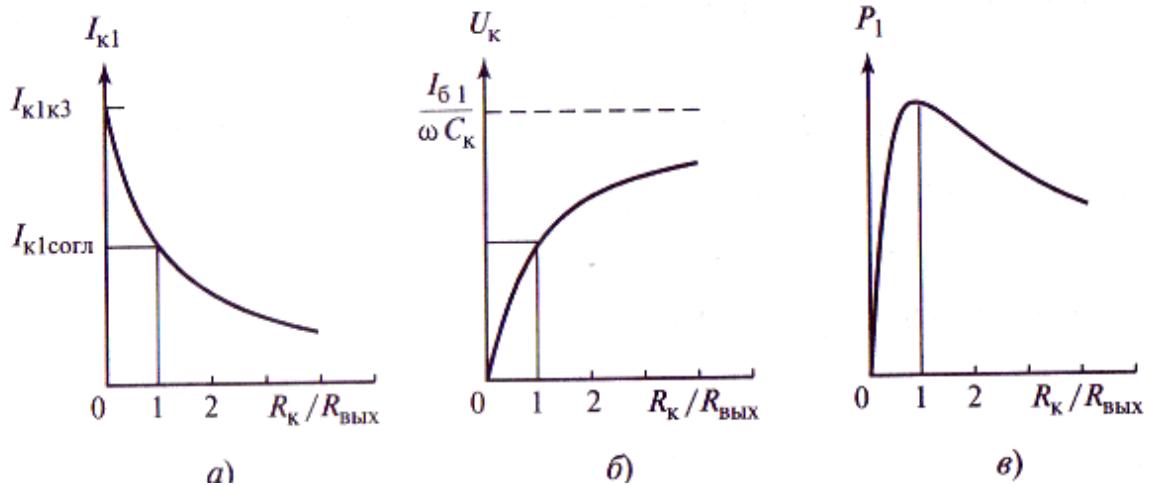
В гл. 3—6 были рассмотрены свойства и характеристики усилителей, работающих на сравнительно низких частотах, для которых можно использовать безынерционную модель транзистора. Полученные в настоящем параграфе формулы позволяют выяснить, как изменяются свойства и характеристики усилителя из-за действия реактивных элементов в эквивалентной схеме транзистора при переходе в диапазон СВЧ. Определим нагрузочные характеристики  $I_{k1}$ ,  $U_k$ ,  $P_1(R_k)$  в недонапряженном режиме (рис. 10.4), использовав формулу (10.6) для схемы с ОЭ:

$$I_{k1} = |K_i|I_{61} = \frac{(\omega_{\text{rp}}/\omega)I_{61}}{1 + \omega_{\text{rp}}C_kR_k}; \quad (10.21)$$

$$U_k = I_{k1}R_k = \frac{(\omega_{\text{rp}}/\omega)I_{61}}{1 + \omega_{\text{rp}}C_kR_k} R_k; \quad (10.22)$$

$$P_1 = 0,5I_{k1}^2R_k = 0,5 \frac{(\omega_{\text{rp}}/\omega)^2 I_{61}^2}{(1 + \omega_{\text{rp}}C_kR_k)^2} R_k. \quad (10.23)$$

Полагая в (10.22)  $R_k$  стремящимся к бесконечности, находим, что амплитуда напряжения на коллекторе при настроенной нагрузке не может превысить значения  $I_{61}(\omega C_K)$  (асимптота на рис. 10.4, б). Зависимость  $U_k(R_k)$  имеет линейный характер в области, где  $R_k \ll 1/(\omega_{\text{rp}}C_K)$ . Увеличение  $U_k$  в зависимости от  $R_k$  ограничено напряжением коллекторного питания  $E_k$ . На низкой частоте при сравнительно малом токе  $I_k$  можно найти такое сопротивление  $R_k$ , при котором наступит перенапряженный режим. На СВЧ при заданном токе  $I_6$ , перенапряженный режим наступит лишь в том случае, если  $I_{61}/(\omega_{\text{rp}}C_K) > E_k$ .



**Рис. 10.4. Нагрузочные характеристики усилителя мощности с ОЭ в недонапряженном режиме:**  
 а — первая гармоника коллекторного тока ( $I_{\text{k}1}$  — ток короткого замыкания); б — амплитуда напряжения на коллекторе; в — колебательная мощность

$$[R_{\text{вых}} = 1/(\omega_{ep} C_K)]$$

Зависимости, приведенные на рис. 10.4, показывают, что транзистор в схеме с ОЭ при настроенной нагрузке на СВЧ ведет себя как генератор тока, шунтированный конечным выходным сопротивлением  $R_{\text{вых}}$ . Значение этого сопротивления можно найти, например, из (10.21): ток  $I_{\text{k}1}$  уменьшается в 2 раза по сравнению с током короткого замыкания (режим согласования) при  $R_K = R_{\text{вых}} = 1/\omega_{ep} C_K$ . При этом сопротивлении нагрузки колебательная мощность  $P_1$  достигает максимума (рис. 10.4, в). Легко обнаружить, что выходное сопротивление транзистора в схеме с ОЭ на СВЧ обусловлено действием внутренней обратной связи через цепочку  $C_K, C_{\text{д.э}}$  (см. рис. 10.3, а), если представить формулу для  $R_{\text{вых}}$  в виде

$$R_{\text{вых}} = 1/(\omega_{ep} C_K) = 1/[S_{\text{n}}(C_K/C_{\text{д.э}})].$$

В отличие от схемы с ОЭ нагрузочные характеристики усилителя с ОБ на СВЧ в соответствии с (10.19) при  $I_{\text{э}1} = \text{const}$  имеют такой же вид, как и на низкой частоте: в недонапряженном режиме  $I_{\text{k}1}$  почти не зависит от  $R_K$ , а  $U_K$  и  $P_1$  линейно нарастают вплоть до достижения критического режима. Формально это объясняется тем, что емкость  $C_{\text{к.э}}$  в (10.19) много меньше  $C_K$  и при реальных  $R_K$  значение  $\omega_{ep} C_{\text{к.э}} R_K \ll 1$ . Лишь на весьма высоких частотах (порядка гигагерц) в схеме с ОБ начинает сказываться шунтирование выхода транзистора сопротивлением потерь коллектора, которое приводит к нагрузочным характеристикам, аналогичным показанным на рис. 10.4.

Обратимся к формулам для коэффициентов усиления по мощности в СВЧ-усилителях с ОЭ и ОБ. Формулы (10.13) и (10.20) показывают особую роль индуктивностей общего вывода и коллекторных емкостей.

В схеме с ОЭ индуктивность  $L_3$  и емкость  $C_k$ , являясь элементами отрицательной обратной связи, снижают усиление по мощности. При этом положительным моментам становится стабилизация  $K_i$  при изменении  $f_{gr}$ . Если значения  $C_k$  и  $L_3$  таковы, что

$$\omega_{ep}C_KR_K > 3; \frac{\omega_{ep}L_3}{r_\delta(1+\omega_{ep}C_KR_K)} > 3 \quad (10.24)$$

то формула (10.13) может быть заменена приближенной формулой из которой видно, что в этих условиях  $K_{P3}$  зависит только от  $\omega$ ,  $C_k$ ,  $L_3$ . Этот результат легко объяснить, исходя из общей теории обратной связи: коэффициент усиления АЭ, охваченного глубокой отрицательной обратной связью, почти не зависит от свойств АЭ, а определяется параметрами элементов обратной связи. Поэтому нестабильности всех параметров транзистора, кроме  $C_k$  и  $L_3$ , слабо влияют на  $K_{P3}$ . По (10.25) можно приблизенно оценить усиительные свойства схемы с ОЭ и ее частотный потолок.

В справочных данных и ТУ на транзистор обычно приводятся параметры типового режима, в том числе коэффициент усиления по мощности на некоторой частоте, близкой к верхней частотной границе применения транзистора. Обозначим эти величины соответственно  $K_{P\text{тип}}$  и  $f_{\text{тип}}$ . Из (10.13) следует, что для схемы с ОЭ коэффициент усиления  $K_{P3}$  обратно пропорционален частоте  $f$  в квадрате. Это позволяет для любой рабочей частоты / оценить ожидаемый коэффициент усиления через  $K_{P\text{тип}}$ ,  $f_{\text{тип}}$  и  $f$  по формуле  $K_{P\text{тип}} = (f_{\text{тип}}/f)^2$

В схеме с ОБ в широкой области частот обратные связи через индуктивность  $L_6$  и емкость  $C_{k6}$  положительны. Они способствуют росту коэффициента усиления по мощности  $K_p$  и увеличивают влияние нестабильности параметров АЭ на режим усилителя. Из (10.17) следует, что из-за влияния  $L_6$  и  $C_{k6}$  сопротивление  $r_{\text{вх}6}$  может стать отрицательным. Это означает потенциальную неустойчивость усилителя. При  $r_{\text{вх}6} = 0$  для усилителя не требуется мощность на входе от источника возбуждения. Соответственно  $K_p$  обращается в бесконечность. При отрицательном  $r_{\text{вх}6}$  поток мощности во входной цепи уже направлен в обратную сторону — от транзистора к источнику возбуждения. В таких условиях источник возбуждения задает амплитуду колебаний и частоту (если нет паразитной генерации). При этом возбудитель может попасть в тяжелый режим (особенно при  $r_{\text{вх}6} < 0$ ), поскольку вынужден рассеивать не только мощность, потребляемую от источника питания, но и мощность, равную  $0,5I_3^2 r_{\text{вх}6}$ , поступающую со входа усилителя с ОБ. В данной ситуации в возбудителе мощного каскада с ОБ нужно использовать транзистор, соизмеримый с ним по мощности.

Радикальным средством защиты усилителя, работающего на мощный усилитель с ОБ и отрицательным входным сопротивлением, становится включение между ними ферритового вентиля или циркулятора, а для мостового каскада — квадратурного моста. При этом мощность, поступающая со входа усилителя с ОБ, рассеивается в балластных сопротивлениях вентиля или моста.

Формулу (10.20) нельзя использовать для оценки верхней частотной границы применения схемы с ОБ, поскольку при ее выводе не учитывался ряд факторов, в частности емкость  $C_{\text{ка}}$ . Частотный предел коэффициента усиления транзистора по мощности в любой схеме включения определяется максимальной частотой генерации. Для модели БТ, используемой в схеме рис. 10.3, *a*, без учета пролетной задержки

$$f_{\max} = [f_{\text{ep}} / (8\pi r_{\delta} C_{\kappa,a})]^{0.5} \quad (10.26)$$

Эта формула справедлива для усилительного каскада, работающего в режиме согласования при нейтрализованных емкости  $C_{\text{кп}}$  и индуктивности общего вывода и без отсечки тока.

На частоте  $f_{\max}$  коэффициент усиления по мощности  $K_P$  такого усилителя равен единице. Формула (10.26) может быть получена из соотношения (10.13) при  $C_{\text{кп}} = 0$ ,  $L_{\text{з}} = 0$ ,  $r_{\text{з}} = 0$ ,  $R_{\text{K}} = R_{\text{вых}} = 1/(\omega_{\text{гр}} C_{\kappa,a})$ , если  $K_{P_{\text{з}}}$  положить равным единице и разрешить полученное уравнение относительно частоты  $f$ , которая и будет равна  $f_{\max}$ .

Выведенные соотношения справедливы для линейного режима. Покажем, как влияет отсечка коллекторного тока на усилительные свойства схем с ОЭ и ОБ. Интегрирующее действие полной емкости эмиттерного перехода  $C_{\text{дз}}$ , приводит к тому, что импульсы коллекторного тока близки к косинусоидальным и при расчете гармонических составляющих можно пользоваться обычными коэффициентами разложения. При заданной амплитуде напряжения на эмиттерном переходе амплитуда первой гармоники коллекторного тока пропорциональна коэффициенту разложения  $\gamma_1(\theta)$ , где  $\theta$  — угол отсечки коллекторного тока. Поэтому для режима с отсечкой вместо (10.2) следует записать  $I_{r_1} = -j[S_{\text{п}} / (\omega C_{\text{дз}})]\gamma_1(\theta) C_{\text{дз}}$ . Тогда во всех конечных формулах вместо параметра  $\omega_{\text{гр}} \gamma_1(\theta)$ , появится произведение  $\omega_{\text{гр}}$  перевод транзистора в режим с отсечкой по усилию равносилен уменьшению предельной частоты  $\omega_{\text{гр}}$ . Кроме того, в схеме с ОБ в выражении для  $r_{\text{вх}}$  появляется положительная составляющая, зависящая от  $C_{\text{з}}$ . В схеме с ОЭ перевод в режим с отсечкой при  $\theta = 90^\circ$  вызывает сравнительно небольшое понижение  $K_{P_{\text{з}}}$  в отличие от схемы с ОБ, в которой

переход от  $\theta = 180^\circ$  к  $\theta = 90^\circ$  вызывает снижение усиления по мощности более чем в 4 раза [11].

#### 10.4. Схемы усилителей мощности на биполярных СВЧ-транзисторах

Примеры схем транзисторных СВЧ-усилителей с ОЭ и с ОБ показаны на рис. 10.5.

Рассмотрим назначение элементов схем. В схеме с ОЭ (рис. 10.5, *a*) емкости  $C_1 C_2$  и индуктивность  $L_1$  образуют входную цепь согласования,

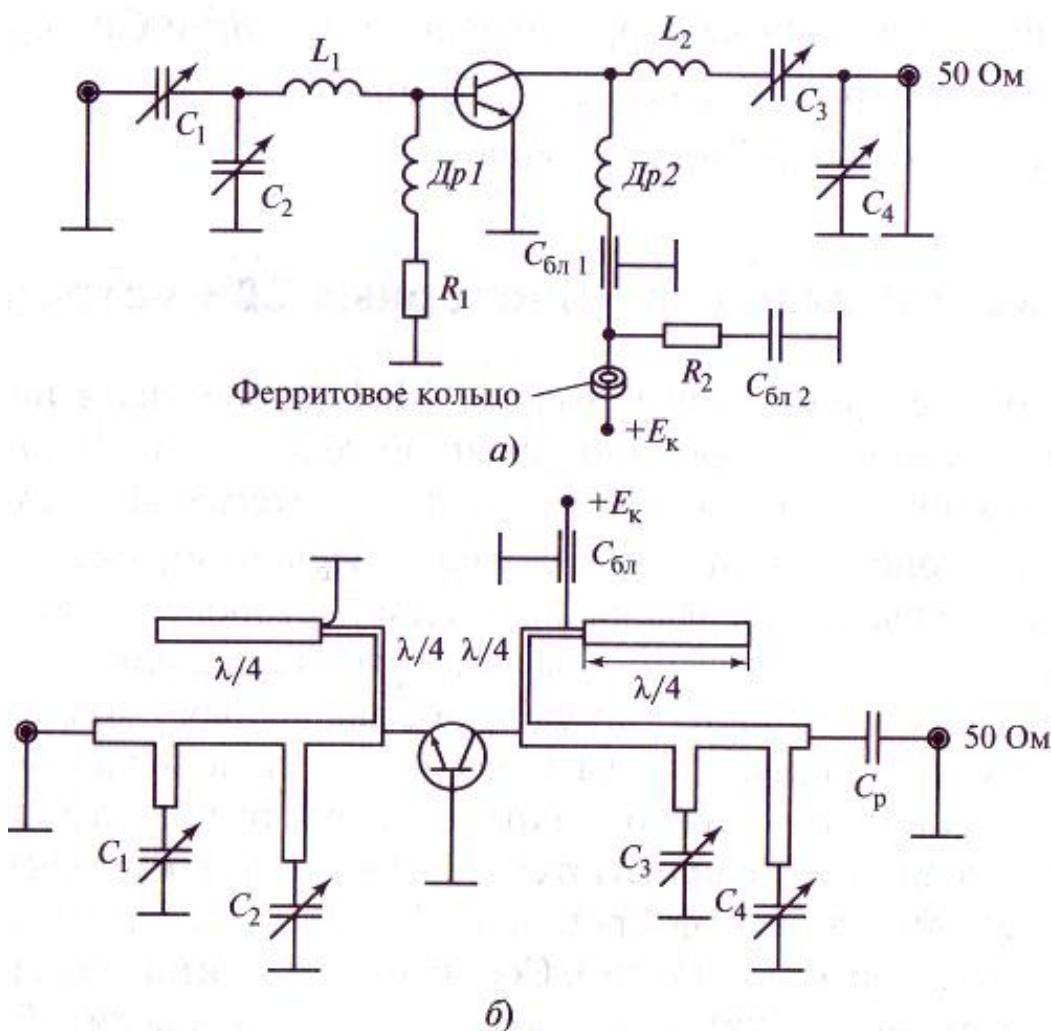


Рис. 10.5. Усилители мощности на транзисторах по схемам:  
*a* — с общим эмиттером; *б* — с общей базой

трансформирующую низкое входное комплексное сопротивление транзистора (порядка единиц или долей ома) в оптимальное сопротивление нагрузки предыдущего каскада. Выходная цепь согласования  $L_2$ ,  $C_3$ ,  $C_4$  преобразует сопротивление нагрузки, т.е. входное сопротивление следующего каскада или сопротивление стандартного фидера  $50 \Omega$  в оптимальную нагрузку коллектора. Напряжения питания  $E_k$  и  $E_b$  подаются в

цепи коллектора и базы через дроссели  $Dp1$  и  $Dp2$ . Сопротивление  $R_1$  и цепь  $R_2, C_{бл2}$  — антипаразитные. На частоте до нескольких сотен мегагерц индуктивности  $L_1, L_2$  — сосредоточенные. На частоте 0,5 ГГц и выше эти индуктивности чаще выполняются в виде отрезков полосковых линий. На еще более высоких частотах (около единиц гигагерц) снова успешно работают сосредоточенные элементы, но уже в микроисполнении в интегральных микросхемах.

Усилитель с ОБ, работающий на частоте 1,6 ГГц с выходной мощностью 5 Вт, показан на рис. 10.5, б. Цепи согласования построены на полосковых линиях и сосредоточенных элементах. В качестве блокировочных дросселей включены отрезки четвертьвольновых полосковых линий с высоким волновым сопротивлением, а роль блокировочных емкостей выполняют разомкнутые четвертьвольновые линии с низким волновым сопротивлением. Емкости  $C_1—C_4$  предназначены для настройки цепей согласования,  $C_p$  — разделительная,  $C_{бл}$  — дополнительная блокировочная.

## 10.5. Конструкции транзисторных СВЧ-устройств

В настоящее время транзисторные СВЧ-устройства выполняются преимущественно по гибридно-пленочной технологии. Такие устройства сокращенно называют ГИС (гибридные интегральные схемы).

Основой конструкции ГИС служит диэлектрическая подложка (пластина диэлектрика), имеющая с одной стороны металлическое покрытие (экран), а с другой — контактные площадки для навесных элементов (транзисторов, диодов, безвыводных конденсаторов, иногда плоских спиральных катушек и др.) и полосковые проводники, образующие совместно с экраном отрезки полосковых линий. В качестве подложек используются листовые диэлектрические материалы (стеклотекстолит, фторопласт, ФЛАН и др.) и специальные керамики (поликор, ситалл и др.).

Совокупность контактных площадок и полосковых проводников на поверхности подложки обозначают термином «топология». На фольгированном материале топология формируется удалением части металлического покрытия механиче-

ским способом (в макетных конструкциях, предназначенных для отработки схем) или химическим травлением (в серийных изделиях). На керамических подложках топология и экран создаются, как правило, методом вакуумного напыления. При необходимости коррекция топологии может осуществляться с помощью испарения лишних участков лазерным лучом.

Развитие техники ГИС привело к необходимости создания специальной элементной базы (в том числе навесных элементов: транзисторов, конденсаторов, резисторов и др.), совместимой с полосковой технологией. Эти элементы имеют малые габаритные размеры и массу. Конденсаторы и резисторы не имеют проволочных выводов, но имеют металлизированные контакты и поверхности для непосредственной припайки к контактным площадкам и в местах разрывов полосковых линий. Для более надежного крепления такие элементы можно дополнительно приклеивать к подложке. Отсутствие проволочных выводов у конденсаторов и резисторов позволяет минимизировать паразитные индуктивности и емкости, что особенно важно в диапазоне СВЧ для реализации широкополосных устройств.

Остановимся на подложках ГИС СВЧ. Одним из наиболее широко применяемых материалов является поликор (поликристаллический материал), состоящий из множества сросшихся случайно ориентированных мелких кристаллов и содержащий до 99,7 % оксида алюминия  $\text{Al}_2\text{O}_3$ , т.е. корунда, с диэлектрической проницаемостью  $\epsilon_r \approx 10$ . Высокое значение  $\epsilon_r$  позволяет использовать сравнительно миниатюрные подложки, а также снизить паразитные связи между элементами схемы и потери на излучение; при высоком  $\epsilon_r$  электромагнитное поле оказывается сконцентрированным в объеме диэлектрика под полосками. Керамические диэлектрики ГИС создаются в соответствии с высокими требованиями к их диэлектрическим характеристикам. Прежде всего это относится к стабильности  $\epsilon_r$ , малости потерь и стабильности геометрических размеров подложки (подложка не должна коробиться при изменениях температуры, должна иметь высокую механическую жесткость). Однако материалы, обладающие стабильностью размеров и характеристик, как правило, плохо поддаются механической обработке.

Полезное качество поликора — высокая теплопроводность — позволяет создавать на поверхности подложки малогабаритные пленочные резисторы, способные рассеивать значительные мощности (до десятков ватт). Однако это же обстоятельство затрудняет подсоединение и снятие навесных элементов методом обычной пайки в процессе отработки схемы.

Еще более высокой теплопроводностью обладает оксибериллиевая керамика BeO, которая помимо упомянутого использования в мощных СВЧ-транзисторах находит применение при изготовлении мощных СВЧ-резисторов, а также может служить общей подложкой для особо миниатюрных мощных устройств. В таком усилителе наподложке из BeO площадью около 1 см<sup>2</sup> смонтирован кристалл транзистора, металлооксидные полупроводниковые конденсаторы (МОП-конденсаторы), а спиральные катушки индуктивности на маленьких сапфировых подложках приклеены к основанию эпоксидной смолой.

Во избежание отслаивания полосковых проводников от диэлектрика приходится применять многослойную технологию с использованием подслоя никрома. Но следует иметь в виду, что при необходимости удалить участок топологии сделать это чисто механическим путем трудно.

Указанные обстоятельства делают поликор, предназначенный для изготовления серийных ГИС промышленным способом, малопригодным для экспериментальной отработки схем. Это же относится и к ряду других СВЧ-диэлектриков (ситаллу, сапфиру и др.). Были созданы специальные диэлектрические материалы, удобные для экспериментальной проверки и доводки ГИС, например фольгированый листовой арилокс с наполнителем (ФЛАН). Эти материалы легко обрабатываются механически: режутся, сверлятся, с них легко снимаются участки фольги, что позволяет создавать топологию простейшими механическими средствами (резцом, скальпелем) и химическим травлением.

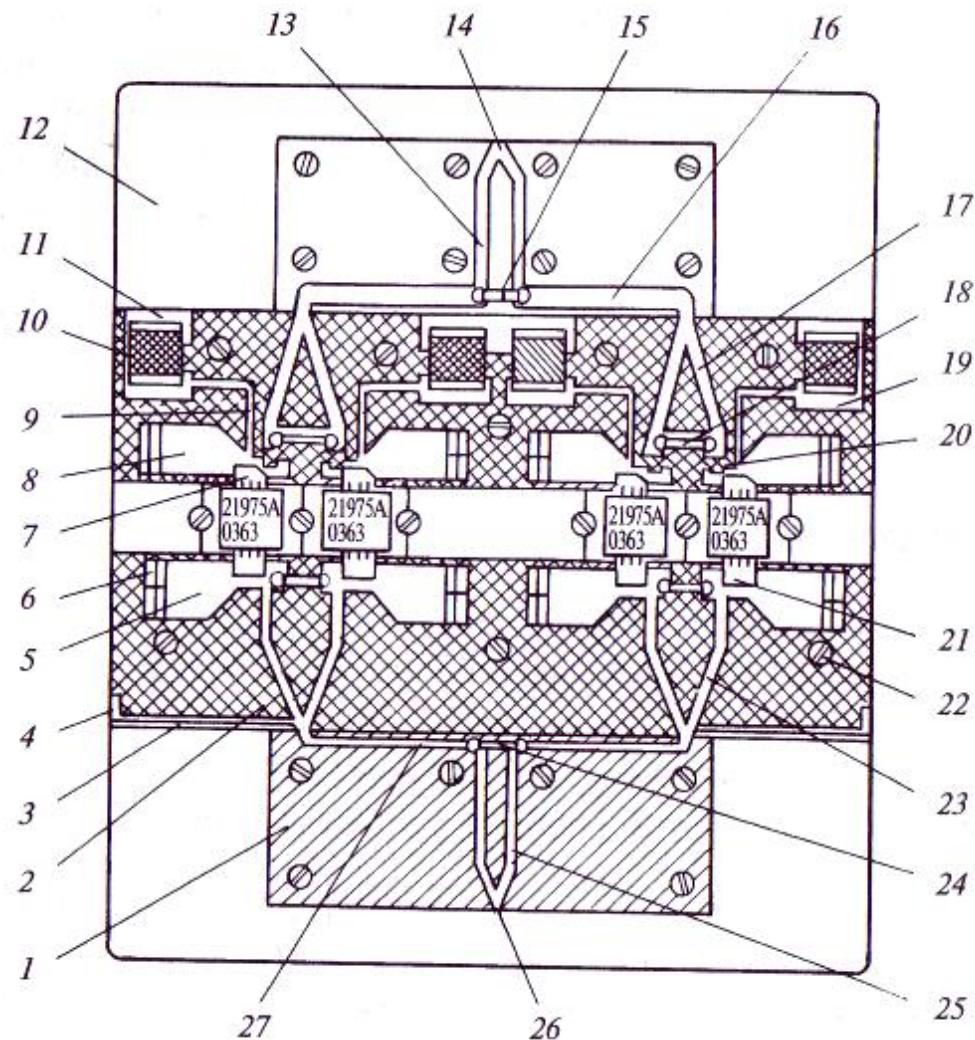
Фольгированный листовой арилокс с наполнителем выпускается с  $\epsilon_r = 2,8—16,0$  в том числе с  $\epsilon_r = 10$ . Последнее обстоятельство позволяет отработанную на ФЛАН топологию перенести на поликор почти без изменения размеров. Достоинства ФЛАН как материала, удобного для отработки схем, в частности легкость удаления слоя фольги, делают его, однако, в ряде случаев менее пригодным для изготовления серийных промышленных ГИС. От нагрева паяльником ФЛАН коробится и плавится, при этом фольга легко отслаивается. Низкая теплопроводность затрудняет охлаждение тепловыделяющих элементов, например резисторов.

Диэлектрические подложки ГИС используются как основа для создания полосковых пассивных цепей (ЦС, фильтры и др.). Полоска, нанесенная на верхнюю поверхность диэлектрика, совместно с нижней металлизированной поверхностью (экраном) может рассматриваться как отрезок двухпроводной линии.

Полосковый элемент ГИС может служить отрезком линии, нагруженной некоторым сопротивлением  $Z_h$ . Такие отрезки в зависимости от геометрических размеров и значения  $Z_h$  используются в качестве трансформаторов, дросселей, блокировочных емкостей, подстроенных

реактивных элементов, а также нетрансформирующих соединительных линий. Для расчетов этих элементов можно использовать формулы общей теории длинных линий.

Для преобразования стандартной нагрузки усилителя  $R_h$  в оптимальное сопротивление нагрузки транзистора  $R_k$  можно воспользоваться



**Рис. 10.6. Эскиз конструкции радиоимпульсного усилителя:**  
 1,2 — диэлектрическая подложка; 3,9 — четвертьволновый дроссель; 4, 11 — заземленная по краю диэлектрика контактная площадка; 5, 8 — емкостный шлейф; 6 — подстроенный сегмент емкостного шлейфа; 7 — вывод коллектора; 10 — безвыводной конденсатор в цепи питания коллектора, формирующий фронт импульса; 12 — шасси; 13, 17, 23, 25 — четвертьволновые трансформаторы мостов-сумматоров и делителей мощности; 14 — выход усилителя; 15, 18, 24 — балластные резисторы мостов; 16, 27 — соединительные линии, объединяющие мосты; 19 — контактная площадка для монтажа блокировочного конденсатора и подачи напряжения питания; 20 — безвыводной разделительный конденсатор; 21 — вывод эмиттера; 22 — винт крепления диэлектрической подложки; 26 — вход усилителя

четвертьволновым трансформатором с волновым сопротивлением  $\rho = \sqrt{R_k R_n}$ .

Разомкнутый отрезок линии длиной  $\lambda/4$  позволяет создать короткое замыкание для колебаний, длина волны которых в 4 раза превышает его длину<sup>1</sup>. Для колебаний с длиной волны, мало отличающейся от  $\lambda/4$  (на единицы процентов), сопротивление отрезка оказывается весьма низким, хотя и ненулевым. Это позволяет использовать такой отрезок вместо блокировочного конденсатора для узкого спектра частот в цепи питания. Короткозамкнутый отрезок линии, близкий по длине к четверти волны, имеет высокое сопротивление, и, следовательно, его можно использовать в качестве дросселя.

Для четвертьволновых отрезков линий, применяемых в качестве блокировочных конденсаторов, выбирается низкое значение волнового сопротивления  $\rho$  (около 10 Ом), а для отрезков, используемых в качестве дросселей, — высокое  $\rho$  (больше 50 Ом). Такой выбор  $\rho$  этих элементов позволяет расширить частотную полосу эффективной блокировки.

На рис. 10.6 показан радиоимпульсный мостовой усилитель мощности на четырех транзисторах типа 2T975A с  $P_{\text{вых}} = 900$  Вт на частоте  $P_{\text{вых}} = 1,2$  ГГц (длительность импульса 2 мкс, скважность — 200).

## Контрольные вопросы и задания

1. Что такое дрейфовый транзистор?
2. Почему мощные БТ СВЧ выполняют по многоэмиттерной структуре?
3. Для чего служит оксиберилиевая шайба в мощных БТ СВЧ?
4. Что такое внутрисогласованный СВЧ-транзистор?
5. Чем лимитируется частотный потолок усилителя мощности СВЧ по схеме с общим эмиттером?
6. С какой целью стремятся минимизировать индуктивность общего вывода в усилителе мощности СВЧ по схеме с общим эмиттером?
7. Чем опасен режим короткого замыкания между коллектором и эмиттером (по переменному току) для усилителя мощности СВЧ по схеме с общим эмиттером?
8. Чем определяется выходное сопротивление БТ в усилителе мощности СВЧ по схеме с общим эмиттером (при его возбуждении от генератора тока)?
9. Чем ограничивается нижняя рабочая частота мощного БТ СВЧ?
10. Почему статический параметр  $h_{21s}$  не играет существенной роли в диапазоне СВЧ?
11. Какова положительная роль емкости  $C_s$  в СВЧ-усилителях?
12. Какова положительная роль емкости  $C_k$  и индуктивности  $L_s$  в СВЧ-усилителе по схеме с ОЭ?
13. Назовите элементы внутренней обратной связи в БТ СВЧ, включенном по схеме с ОЭ и по схеме с ОБ.
14. Изобразите нагрузочные характеристики в области недонапряженного режима  $I_{k1}(R_k)$ ,  $U_k(R_k)$ ,  $P_1(R_k)$  для усилителя мощности СВЧ по схеме с ОЭ и по схеме с ОБ.
15. Назовите важнейшие параметры физической эквивалентной схемы БТ СВЧ и поясните их смысл.
16. Назовите основные области применения отрезков полосковой линии в схеме усилителя мощности СВЧ на БТ (в качестве каких элементов они используются?).

17. Почему частотный потолок усилителя мощности СВЧ с общей базой выше, чем у усилителя с общим эмиттером?
18. Для чего нужна реактивная проводимость нагрузочного сопротивления транзистора в усилителе мощности СВЧ?
19. Чем вызвана специализация корпусов мощных СВЧ-транзисторов?

---

<sup>1</sup> Здесь и далее под  $\lambda$  имеется в виду длина волны в полосковой линии с заданным значением  $\varepsilon_r$ , диэлектрика и заданной шириной полоски.

## **Глава одиннадцатая**

# **УСТРОЙСТВО И ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРОЛЕТНЫХ КЛИСТРОНОВ**

---

### **11.1. Общие сведения о пролетных клистронах**

*Пролетный клистрон (ПК) — типичный представитель электровакуумных приборов СВЧ типа О, особенность которых — наличие протяженного прямолинейного электронного потока.*

Пролетный клистрон изобретен в США братьями Вариан (Varian) в 1939 г. Работа ПК основана на использовании инерции электронов, т. е. в данном случае явление, мешающее работе привычных активных приборов, положено в основу принципа действия ПК. В наше время ПК применяется в основном как усилитель мощности, хотя вполне возможно организовать внешнюю либо внутреннюю цепь обратной связи и запустить ПК в автогенераторном режиме. В радиолокационных и других радиосистемах ПК нередко используется в качестве преобразователя сдвига частоты и умножителя частоты.

Пролетные клистроны выпускаются в диапазоне частот от 200 МГц (длина волны  $\lambda_0 = 1,5$  м) до примерно 24 ГГц ( $\lambda_0 \approx 1,25$  см). Выходная мощность ПК может составлять от единиц ватт до 1 МВт в непрерывном режиме и до 100 МВт в импульсном режиме. В настоящее время ПК — это самый мощный усилитель СВЧ.

У мощных ПК полный КПД достигает 70 % при коэффициенте усиления по мощности 30...60 дБ и полосе пропускания 1...10%. Сравнительно узкая полоса пропускания — основной недостаток УМ на ПК.

Пролетный клистрон в отличие от УМ на транзисторах и лампах бегущей волны (последние рассматриваются в следующей главе) обеспечивает практически полную развязку между высокочастотными входом и выходом прибора. Это достоинство превращает ПК в прекрасный буферный усилитель.

### **11.2. Принцип действия пролетного клистрона**

Структурная схема ПК (рис. 11.1) включает в себя три основных блока: электронную пушку (ЭП), блок резонаторов (БР) и коллектор (К).

Электронная пушка формирует прямолинейный пучок электронов (либо несколько параллельных пучков), движущихся через блок резонаторов, где они взаимодействуют с высокочастотным полем и далее попадают на коллектор.

Постоянный ток на входе БР (он же — ток катода; ток на выходе ЭП) будем обозначать как  $I_0$ . При пролете через БР часть электронов оседает на элементах конструкции, поэтому средний ток коллектора  $I_{\text{кол}}$  несколько меньше  $I_0$ . Потери тока в БР характеризуются *коэффициентом токопрохождения*  $k_t$ . Для современных ПК типичны значения  $k_t \approx 0,90...0,95$ .

Скорость  $v_0$  электронов, влетающих в БР, определяется разностью потенциалов между БР и катодом ЭП, называемой *напряжением на резонаторах*  $E_p$ . На практике БР гальванически соединяется с внешним кожухом прибора (если последний имеется) и заземляется, а отрицательное напряжение  $E_p$  подается на катод.

Формула для расчета  $v_0$ , м/с, следует из закона сохранения энергии:

$$v_0 = \sqrt{2 \frac{e}{m} E_p} \approx 18.76 \cdot 10^6 \sqrt{E_p} \quad (11.1)$$

Здесь  $E$  в киловольтах.

Несложно подсчитать, что, например, при  $E_p = 2,5$  кВ значение  $v_0$  составляет около 30 тыс. км/с, т. е. примерно 1/10 скорости света в вакууме.

Рассмотрим более детально конструкцию и принцип действия ПК на примере простейшего двухрезонаторного клистрона (рис. 11.2).

Электронная пушка в данном случае включает в себя оксидный катод, подогреваемый нитью накала, и вспомогательный управляющий электрод (УЭ) типа диафрагмы, служащий для формирования электронного луча заданного диаметра и его фокусировки. На управляющий электрод подается небольшое (обычно в пределах 0...100 В) напряжение  $E_y$ , отрицательное по отношению к катоду.

Колебательная система ПК представлена на рис. 11.2 двумя торoidalными резонаторами с сетками, закрывающими центральную часть. Обмен энергией между электронным потоком и высокочастотным полем происходит именно в центральной части резонаторов (*пространстве взаимодействия*), где существует сильное продольное электрическое поле. Важно подчеркнуть, что в отличие от обычных

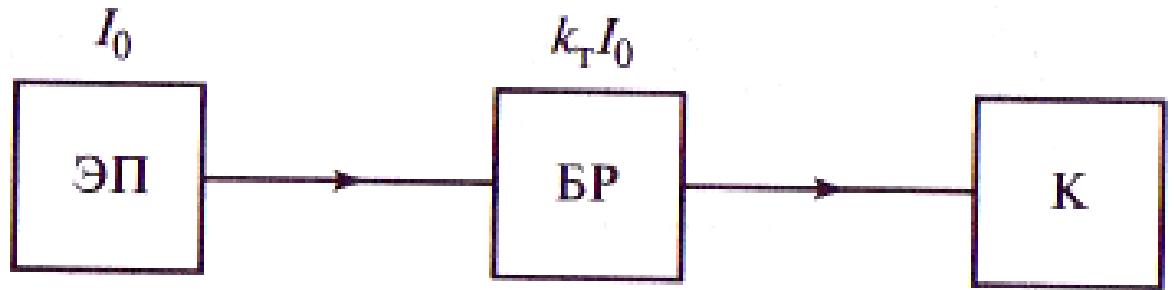


Рис. 11.1. Структурная схема пролетного кластрона

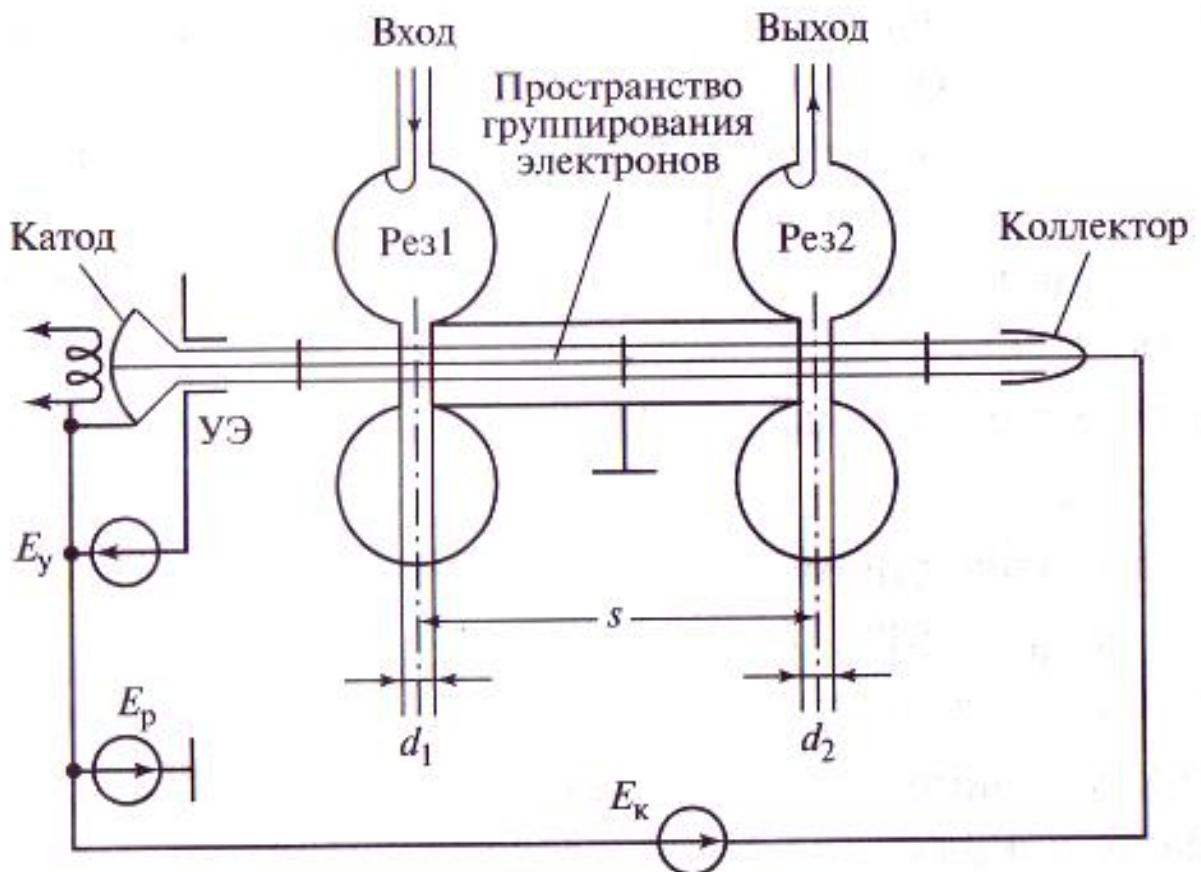


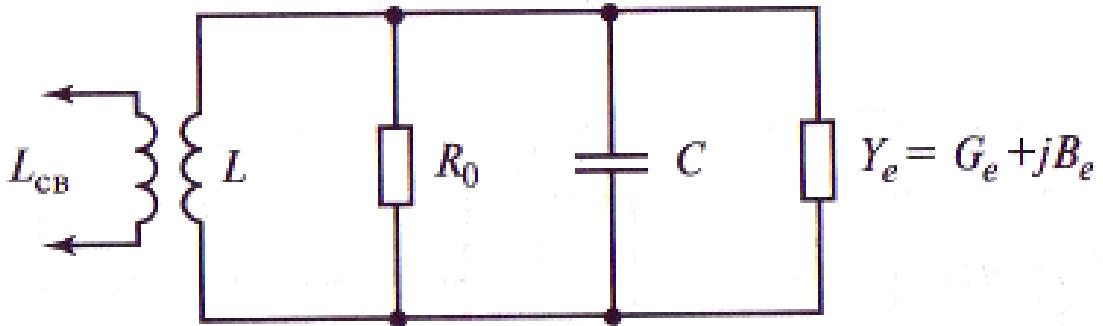
Рис. 11.2. Эскиз конструкции и схема питания двухрезонаторного пролетного кластрона:

$S$  — расстояние между отсчетными плоскостями резонаторов — длина пространства группирования;  $d_1$   $d_2$  — расстояние между сетками резонаторов

радиоламп или транзисторов для осуществления энергетического взаимодействия в данном случае не требуется попадания электронов на электроды, поэтому пары сеток выполняются по возможности «прозрачными» для потока электронов.

Эквивалентная схема торOIDального резонатора по отношению к его центральной части (рис. 11.3) имеет вид параллельного колебательного контура с магнитной связью с внешним трактом. Индуктивность контура  $L$

ассоциируется с тороидальной полостью, емкость  $C$  — с емкостью высокочастотного зазора между сетками резонатора, индуктивность  $L_{\text{СВ}}$  — с входной петлей связи, резистор  $R_0$  отображает резонансное сопротивление контура на холостом ходу при отключенном электронном луче, элемент  $Y_e = G_e + jB_e$  описывает *электронную нагрузку*, возникающую вследствие шунтирующего воздействия электронного луча на параметры резонатора.



**Рис. 11.3. Эквивалентная схема резонатора пролетного кластрона при учете электронной нагрузки**

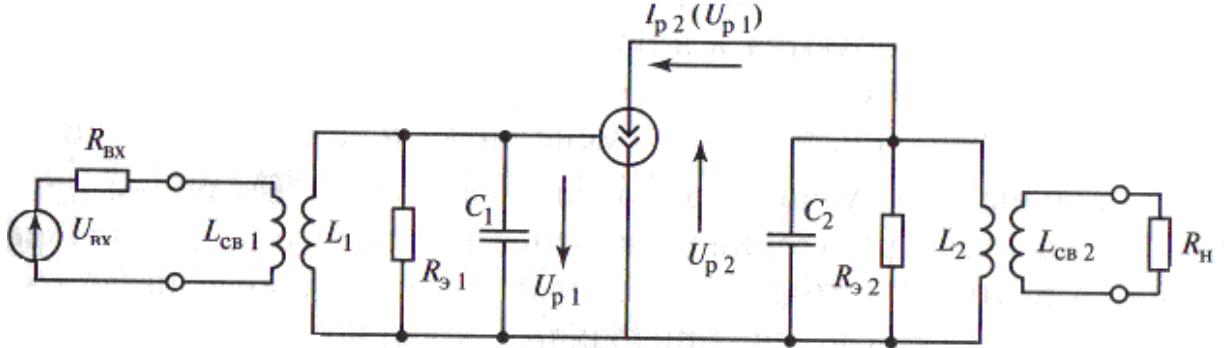
Резонансная частота контура  $f_0 \approx 1/(2\pi\sqrt{LC})$ . Знак приближенного равенства поставлен, чтобы подчеркнуть отсутствие учета влияния  $B_e$  и реактивности, вносимой из внешнего тракта. Характеристическое сопротивление эквивалентного контура  $\rho = \sqrt{L/C} = 100\dots 120$  Ом.

Собственная добротность резонатора  $Q_0$  обычно равна 200...500 для резонатора с сетками и (1...4)10 для современных резонаторов без сеток.

На рис. 11.4 представлена полная эквивалентная схема двухрезонаторного ПК. Чтобы не загромождать рисунок, электронные нагрузки отнесены к собственным параметрам эквивалентных контуров. Напоминанием об их существовании служит замена индекса «0» при резонансном сопротивлении контура на индекс «э». Усилительные свойства ПК имитируются управляемым источником тока первой гармоники  $i_{p2}(\dot{U}_{p1})$ ;  $R_{\text{вх}}$  — внутреннее сопротивление возбудителя;  $R_h$  — сопротивление полезной нагрузки.

Очевидно, что схема на рис. 11.4 описывает простой однокаскадный резонансный усилитель. Принципиальное отличие от обычного усилителя заключается лишь в способе получения высокочастотного тока  $i_{p2}$ , питающего выходной контур. В радиолампе или транзисторе переменный ток на выходе активного элемента получается благодаря тому, что переменное напряжение на управляемом электроде меняет значение протекающего тока с частотой сигнала возбуждения. В кластроне ток катода постоянен, периодическое изменение выходного тока достигается использованием иного физического механизма. Рассмотрим этот вопрос.

От внешнего источника на вход ПК поступает сигнал возбуждения, имеющий мощность  $P_{\text{вх}}$ . Потери во входной цепи согласования, как и в первой части книги, будем характеризовать КПД входной ЦС



**Рис. 11.4. Эквивалентная схема усилителя мощности на двухрезонаторном пролетном клистроне**

$\eta_{\text{вх}}$ . Соответственно мощность возбуждения  $P_b$ , непосредственно рассеиваемая во входном резонаторе ПК, составит

$$P_b = \eta_{\text{вх}} P_{\text{вх}} \quad (11.2)$$

Резонансное сопротивление и добротность входного резонатора, нагруженного внутренним сопротивлением возбудителя, будут равны:

$$R_{p1} = R_{\text{вх}}(1 - \eta_{\text{вх}}) \quad (11.3)$$

$$Q_{p1} = Q_{\text{вх}}(1 - \eta_{\text{вх}}) \quad (11.4)$$

Используя (11.2), (11.3), можно рассчитать амплитуду синусоидального переменного напряжения на входном резонаторе, полагая его настроенным на частоту сигнала возбуждения:

$$U_B = U_{p1} = \sqrt{2P_b R_{p1}} \quad (11.5)$$

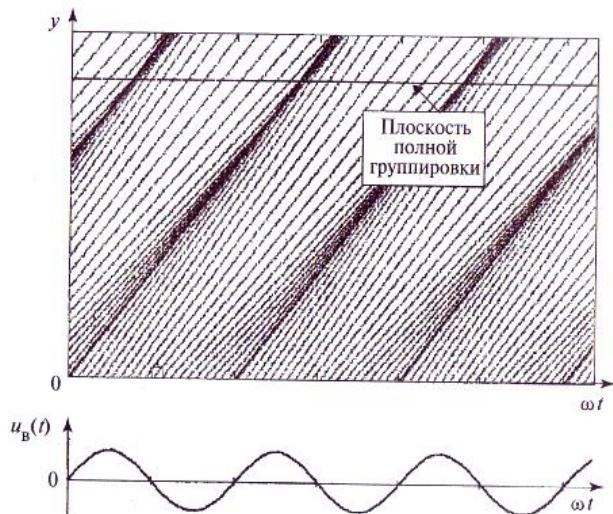
Пусть, например,  $P_b = 1$  Вт,  $R_{p1} = 5$  кОм. Тогда, очевидно,  $U_B = 100$  В.

Под воздействием переменного напряжения  $u_B(t) = U_B \sin(\omega t)$  на зазоре входного резонатора половина пролетающих через него электронов дополнительно ускоряется, а другая половина — замедляется, т. е. в первом резонаторе происходит *модуляция электронного потока по скорости*.

Резонаторы на рис. 11.2 соединены между собой металлической трубкой, называемой *трубкой дрейфа*. Пространство внутри трубы дрейфа экранировано от внешних электрических полей. Поэтому, если отвлечься от сил взаимного отталкивания электронов, можно принять, что электроны в этой зоне движутся по инерции. Это позволяет наглядно представить их движение после вылета из первого резонатора с помощью *пространственно-временной диаграммы* на рис. 11.5, на котором по оси

абсцисс отложено время  $t$ , а по оси ординат — пройденное электронами расстояние  $y$  по направлению ко второму резонатору.

Электроны, пролетевшие через первый резонатор в момент перехода  $u_b$  через нуль, не меняют скорости. Если перед сменой знака  $u_b$  имело положительную полярность, то ранее пролетевшие электроны дополнительно ускоряются и в процессе дальнейшего движения все более удаляются от своих соседей, сохранивших скорость. В противоположной ситуации, т. е. при смене знака  $u_b$  с отрицательного на положительный, модуляция скорости электронов СВЧ-полем приводит к сближению траекторий электронов в процессе их дальнейшего движения в сторону второго резонатора. Иначе говоря, происходит *группирование* электронов, приводящее к периодическому изменению мгновенной плотности электронного потока в каждом конкретном сечении ПК. Поэтому участок между резонаторами называется



**Рис. 11.5. Пространственно-временная диаграмма движения электронов в пролетном клистроне**

пространством группирования или пространством группировки. Сам первый резонатор часто называют *группирователем*.

В результате пролета сгустков электронов между сетками второго резонатора в нем индуцируется высокочастотный ток с периодом сигнала возбуждения, что и обеспечивает в конечном счете появление усиленного сигнала на выходе прибора. В этом смысле выходной резонатор иногда называют *улавливателем*. Однако напомним еще раз, что для передачи энергии от сгруппированного электронного луча СВЧ-полю, возбуждаемому в выходном резонаторе, не требуется оседание электронов на его правой (см. рис. 11.2) сетке. Достаточно того, что электроны здесь двигаются в тормозящем высокочастотном поле.

Объясняя коротко суть физических процессов, обеспечивающих функционирование ПК, часто говорят об использовании принципа преобразования модуляции по скорости в модуляцию по плотности, основанного на инерции электронов.

### 11.3. Теория группирования

Проведем расчет, который позволит получить приближенное выражение для тока, питающего выходной резонатор. Идея расчета состоит в том, чтобы сначала определить, в какой момент времени  $t_2$  электрон, пролетевший через первый резонатор в момент времени  $t_1$ , достигает выходного резонатора (точнее, плоскости  $y = s$ ), а затем вычислить мгновенный ток  $i_2(t_2)$  как производную от пространственного заряда  $q$  по времени.

Высокочастотные зазоры резонаторов имеют пространственную протяженность. Поэтому электроны затрачивают некоторое время на пролет через резонаторы. При средней скорости  $v_0$  на пролет входного зазора шириной  $d_1$  затрачивается  $d_1/v_0$ , с, на пролет выходного шириной  $d_2$  — соответственно  $d_2/v_0$ . В теории ПК момент пролета через резонатор принято соотносить с пересечением середины высокочастотного зазора. Именно так расположены отсчетные плоскости на рис. 11.2.

Скорость электронов, покидающих входной резонатор, определяется соотношением

$$v(t_1) = \sqrt{2 \frac{e}{m} (E_p + U_{19} \sin \omega t_1)} \quad (11.6)$$

Амплитуда возбуждения  $U_B$  заменена в (11.6) ее эквивалентным значением  $U_{19} < U_v$  чтобы учесть изменение высокочастотного поля за то время, пока электрон пересекает зазор резонатора,

$$U_{19} = M_1 U_B. \quad (11.7)$$

Величину  $M_1$  называют *коэффициентом эффективности модуляции*. Для зазора с сетками  $M_1 = \sin \theta_{d1}/(\theta_{d2}/2)$ , где  $\theta_{d1} = \alpha d_1/v_0$  — угол пролета электронов между сетками входного резонатора. Типичны значения  $\theta_{d1} = \pi/2 \dots \pi$ , рад, которым соответствуют  $M_1 = 0,90 \dots 0,64$ .

Введем *коэффициент глубины модуляции* равенством

$$\xi_1 = U_{19}/E_p. \quad (11.8)$$

Положим для простоты  $\xi_1 \ll 1$ . В этом случае (11.6) преобразуется в выражение

$$v(t_1) \approx v_0 \left( 1 + \frac{\xi_1}{2} \sin \omega t_1 \right), \quad (11.9)$$

т. е.  $v(t_1)$  меняется по синусоидальному закону.

Зная скорость электрона можем определить момент пролета  $t_2$  электроном выходного (второго) резонатора как

$$t_2 = t_1 + \frac{s}{v(t_1)} \approx t_1 + t_0 \frac{\xi_1}{2} \sin \omega t_1 \quad (11.10)$$

Здесь  $t_0 = s/v_0$  — среднее время пролета электронов между резонаторами. При приближенной записи в (11.10) опять использовано условие малости  $\xi_1$ .

Умножая далее обе части (11.10) на круговую частоту со и вводя обозначения:  $\tau_0 = \omega t_0$  — угол пролета электронов между резонаторами;  $X =$

$\xi_1 \tau_0 / 2$  — параметр группирования;  $\tau_2 = \omega t_2 - \tau_0$ , получаем искомое соотношение

$$\tau_2 = \tau_1, -X \sin \tau_1. \quad (11.11)$$

Если электроны не оседают на сетках резонаторов и на поверхности трубы дрейфа (последнее обеспечивается хорошей магнитной или электростатической фокусировкой луча), то действует закон сохранения заряда. Аналитически он записывается как

$$dq_1 = dq_2 \quad (11.12)$$

где  $dq_1 = i_1(t_1) dt_1 = I_0 dt_1$  (поскольку в первый резонатор поступает немодулированный луч);  $dq_2 = i_2(t_2) dt_2$ . Отсюда конвекционный ток, поступающий во второй резонатор,

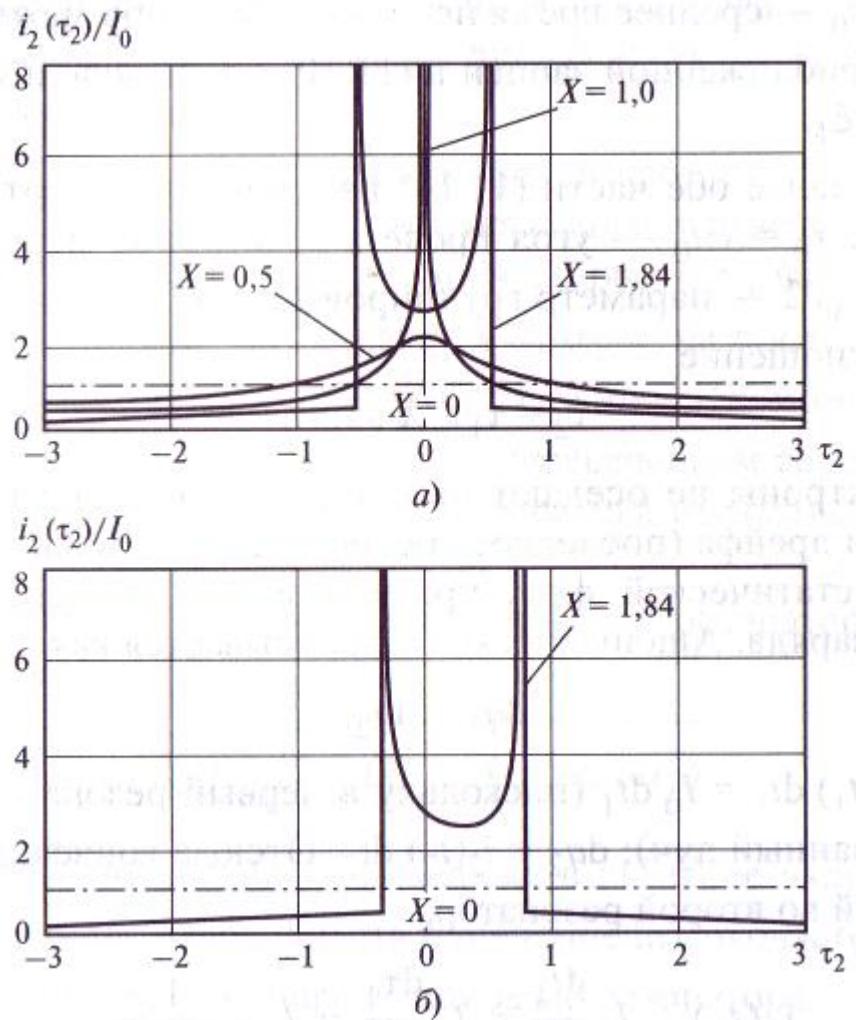
$$d\tau_1 dt_2 = I_0 \frac{dt_1}{dt_2} = I_0 \frac{d\tau_1}{d\tau_2} = I_0 \frac{1}{d\tau_2 / d\tau_1} \quad (11.13)$$

Используя (11.11), находим окончательно

$$i_2(\tau_2) = \frac{I_0}{|1 - X \cos \tau_1|} \quad (11.14)$$

На рис. 11.6, а представлены графики импульсов конвекционного тока через второй резонатор при различных значениях параметра группирования  $X$ , полученные подсчетом количества электронов, пересекающих плоскость выходного зазора в момент  $\tau_2$ . При  $X < 1$  единственный на каждом периоде колебаний максимум мгновенного тока  $i_{2m}$  достигается в точках, где значение  $\tau_2$  кратно  $2\pi$ . При  $X \rightarrow 1$  значение  $i_{2m}$  неограниченно возрастает, график тока приобретает разрыв. Разрывов становится два на период, если  $X > 1$ .

Реально  $i_{2m}$  сохраняет конечное значение благодаря электростатическому расталкиванию электронов, в результате которого не происходит формирование так называемых стучков электронов с бесконечно большой плотностью. Тем не менее острые пики импульсов тока конвекции являются характерной особенностью кристалонов. Собственно, отсюда прибор и получил свое название («клизо» означает по-гречески «морской прибой»).

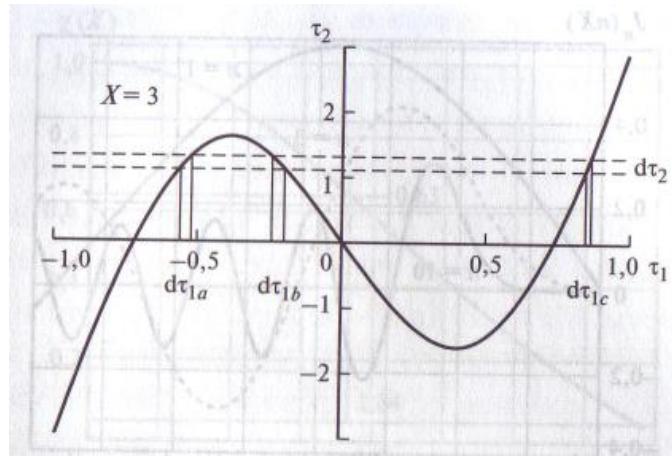


**Рис. 11.6. Импульсы конвекционного тока через выходной резонатор двухрезона-торного пролетного кластирона, рассчитанные с использованием линеаризации зависимости времени пролета электронов между резонаторами от  $u_B(i)$  (а), и уточненная форма импульса, найденная без использования линеаризации (б)**

Согласно (11.14) форма импульсов тока конвекции полностью определена значением параметра группирования  $X = \xi_1 \tau_0 / 2$ . Таким образом, в рамках изложенной приближенной теории степень группирования электронов в сгустки одинаково зависит от уровня напряжения на входном резонаторе и времени формирования сгустков. Более детальный анализ приводит к выводу, что максимальное усиление в ПК достигается, если время пролета электронов между резонаторами составляет два-три периода высокой частоты, т. е. при  $\tau_0$  и  $10..20$  рад. Именно такие значения  $\tau_0$  обычно используются на практике.

Отказ от линеаризации зависимости времени пролета электронов между резонаторами от  $u_B(t)$  приводит к заметной асимметрии формы импульса выходного тока (рис. 11.6, б), наблюдаемой в реальных ПК. Это явление порождает зависимость фазы первой гармоники выходного тока ПК от уровня возбуждения.

Еще одно неявное допущение проведенного анализа — взаимная однозначность соответствия между  $\tau_2$  и  $\tau_1$ . Это допущение справедливо



**Рис. 11.7. К формированию конвекционного тока на выходе ПК при  $X > 1$**

при  $X < 1$ . Однако при  $X > 1$  зависимость  $\tau_2(\tau_1)$  становится немонотонной (рис. 11.7,  $X = 3$ ). Поэтому в один и тот же интервал времени  $d\tau_2$  могут попасть электроны, пролетевшие через первый резонатор в разнесенных интервалах  $d\tau_{1a}, d\tau_{1b}, d\tau_{1c}$ .

Таким образом, в этой ситуации следовало бы вместо (11.13) писать

$$i_2 = I_0 \sum_{i=1}^3 \left| \frac{d\tau_{2li}}{d\tau_2} \right| \quad (11.15)$$

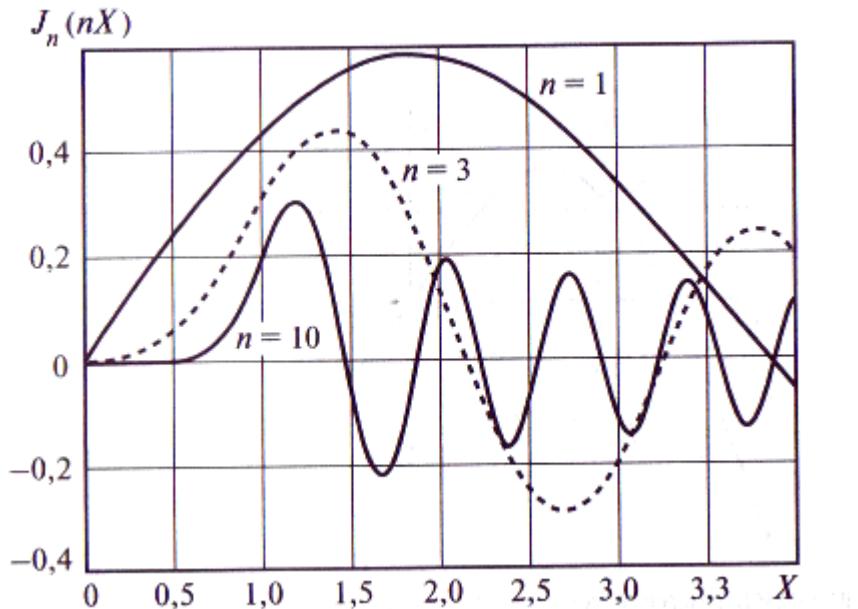
К счастью, пренебрежение этим обстоятельством мало влияет на конечные результаты.

Конвекционный ток  $i_2$ , пересекающий емкостный зазор выходного резонатора ПК, периодичен во времени, поэтому он может быть разложен в ряд Фурье в целях определения амплитуд гармонических составляющих. Выполняя необходимые математические процедуры (см. [4]), находим

$$I_n^{\text{конв}} = 2I_0 J_n(nX), \quad (11.16)$$

где  $n = 1, 2, 3, \dots$  — номер гармоники;  $J_n(nX)$  — функция Бесселя первого рода порядка  $n$ . Сравнение относительного уровня первой и некоторых высших гармоник конвекционного тока (рис. 11.8) показывает, что ПК в принципе может быть эффективен как умножитель частоты, поскольку максимум десятой гармоники лишь примерно вдвое меньше максимальной амплитуды основной составляющей.

Наведенный в резонаторе ток получается умножением амплитуды соответствующей составляющей тока конвекции на коэффициент  $M_2$ , аналогичный ранее введенному  $M_1$  [см. (11.7)], т. е.



**Рис. 11.8. Иллюстрация соотношения амплитуд гармоник конвекционного тока в пролетном клистроне**

$$I_n = M_{2n} I_n^{koh} = 2M_{2n} I_0 J_n(nX) \quad (11.17)$$

С учетом номера гармоники для зазора с сетками

$$M_{2n} = \frac{\sin(\theta_{d2n}/2)}{\theta_{d2n}/2} \quad (11.18)$$

где  $\theta_{d2n}/2 = n\omega d_2/v_0$ . Для дальнейшего анализа усилительного режима ПК стоит запомнить, что  $J_1(X)$  достигает максимума при  $X = 1,84$ ;  $J_1(1,84) = J_{IM} = 0,583$ ; первый нуль функции  $J_1(X)$  имеет место при  $X = 3,83$ .

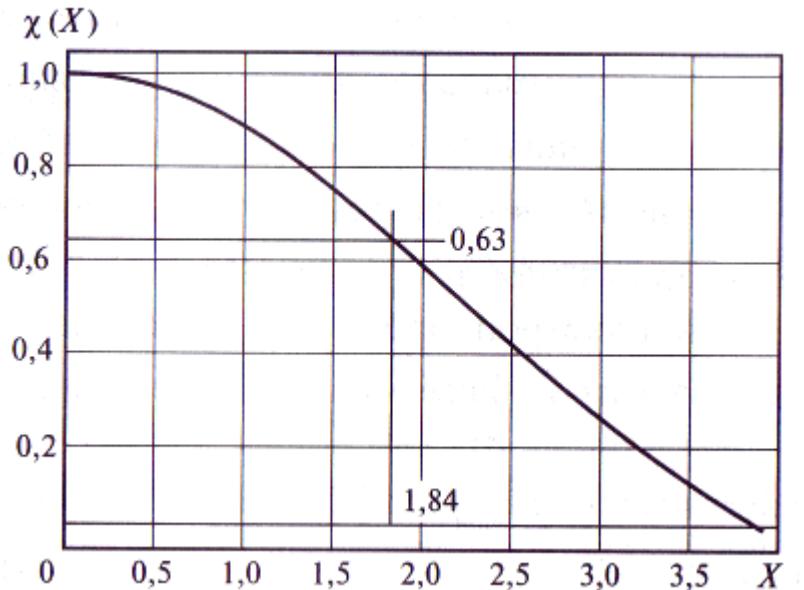
Средняя крутизна ПК по первой гармонике определяется, как обычно, отношением  $\dot{S}_1 = S_1 e^{j\varphi_s} = \dot{I}_{\text{вых}} / \dot{U}_B$ . Используя рис. 11.5 и формулу (11.17), находим:

$$\varphi_s = -\tau_0 + \pi/2. \quad (11.19)$$

$$S_1 = S_0 \chi(X), \quad (11.20)$$

где  $S_0 = y M_x M_2 T_0 G_0$  — малосигнальная крутизна;  $G_0 = I_0/E_p$  — проводимость луча по постоянному току;  $\chi(X) = 2J_1(X)/X$  — нелинейная поправка.

Оценим значение  $S_0$ . Пусть:  $M_1 = M_2 = 0,8$ ;  $I_0 = 100$  мА;  $E_p = 2$  кВ. Тогда согласно (11.20)  $S_0 \approx 0,3$  мА/В, т. е. ПК обладает крохотной по сравнению с транзисторами крутизной.



**Рис. 11.9. Зависимость нормированной средней крутизны ПК от параметра группирования**

График функции  $\chi(X)$  построен на рис. 11.9. Очевидно, что ПК имеет мягкую колебательную характеристику. При максимальном выходном токе первой гармоники усиление по напряжению составляет 0,63 его значения на малом сигнале, т.е. снижается на 4 дБ.

#### 11.4. Характеристики пролетного клистрона и способы их улучшения

С учетом выведенных аналитических соотношений обсудим сначала проблемы мощности и КПД усилителя мощности на ПК.

Пролетный клистрон получает от источника питания высокого напряжения мощность

$$P_0 = I_0 E_K \quad (11.21)$$

выделяя на резистивной нагрузке мощность первой гармоники

$$P_1 = I_{\text{вых}} U_{\text{вых}} \quad (11.22)$$

Обозначая для краткости  $I_2 = I_{\text{вых}}$ , получаем на основании (11.21), (11.22) электронный КПД

$$\eta_e = P_1 / P_0 = \frac{1}{2} g_1 \xi_2 (E_p / E_K) \quad (11.23)$$

Здесь  $g_1 = I_2 / I_0$ ;  $\xi_2 = U_{\text{вых}} / E_p$ . Таким образом, единственное отличие от классического определения электронного КПД связано с последним сомножителем ( $E_p / E_K$ ) в (11.23). Роль этого члена будет рассмотрена позднее, а сейчас, чтобы не загромождать формулы, положим  $E_p = E_K$ .

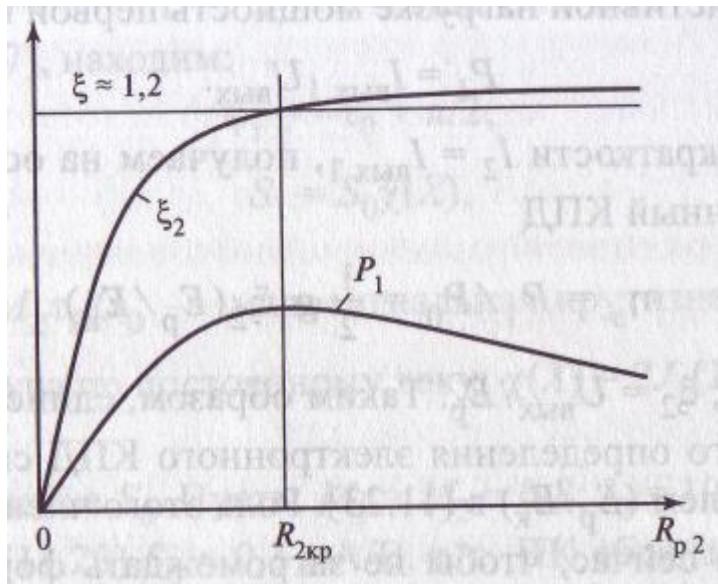
Оценим достижимые значения  $P_1$  и  $\eta_{\vartheta}$ . Согласно (11.17)  $g_1 = 2M_2 J_1(X)$ . Отсюда максимальное значение коэффициента формы импульса двухрезонаторного клистрона  $g_{IM} \approx 1,16M_2$ . Соответственно  $g_{IM} \rightarrow 1,16$  при  $M_2 \rightarrow 1$ . Напомним, что у косинусоидального импульса транзисторных или ламповых УМ максимальное значение  $g_1 = 2$ . Пролетный клистрон проигрывает по данному параметру более привычным АЭ из-за наличия провала в центре импульса при больших  $X$ .

Максимальное значение  $\xi_{2M}$  коэффициента использования напряжения питания  $\xi_2$  определяется нагрузочными характеристиками УМ на ПК. По непонятной традиции в учебной литературе этот вопрос не рассматривается. Требуемую информацию можно почерпнуть из рис. 11.10, где представлены зависимости  $P_1$  и  $\xi_2$  от резонансного сопротивления нагруженного выходного контура  $R_{p2}$ .

Легко видеть, что, как и в других УМ, существует оптимальное сопротивление нагрузки  $R_{2kp}$ , при котором  $P_1$  достигает максимума. По аналогии с первой частью настоящего учебного пособия этот режим можно назвать критическим. В области максимума  $P_1$  значение  $\xi_2$  составляет около 1,2. Это заметно больше, чем в УМ на транзисторах, т.е. по данному параметру ПК выигрывает.

Суммируя, имеем, что в области максимума генерируемой мощности теоретический максимум электронного КПД составляет

$$\eta_{EM} \approx \frac{1}{2} 1,16 \cdot 1,2 \approx 0,7$$



**Рис. 11.10. Нагрузочные характеристики ПК**

На практике электронный КПД двухрезонаторного клистрона примерно вдвое ниже из-за потерь части электронного потока при пролете через резонаторный блок и  $M_2 < 1$ .

Полный КПД ПК т) учитывает потери в выходном резонаторе. Соответственно  $\eta = \eta_{\vartheta} \eta_k$ , а с учетом введенных дополнительных обозначений

$$\eta_k = 1 - P_{2kp} / R_{p2} \quad (11.24)$$

Используя для оценки параметры ПК из примера, приведенного в конце предыдущего параграфа, получаем  $R_{92} \approx 1,2 \cdot 2000 / (0,8 \cdot 0,116) \approx 26$  кОм. Однако даже при отключенной полезной нагрузке реальное резонансное сопротивление  $R_{92}$  может изменяться в достаточно широких пределах:  $R_{92} = \rho_2 Q_{92} \approx 100 (200...4000) = 20...400$  кОм.

Очевидно, что значения  $\eta|_k \geq 0,5$  достигаются в критическом режиме ПК только при  $Q_{92} \geq 500$ .

Нагруженную добротность выходного контура можно оценить как

$$Q_{p2} = R_{2kp} / \rho_2 \approx 26 \cdot 10^3 / 100 = 260 . \quad (11.25)$$

Отсюда следует, что полоса пропускания данного УМ не может превышать 0,4 %.

Рассмотрим основные способы улучшения технических характеристик УМ на ПК.

Начнем с наиболее критичного параметра, т. е. полосы пропускания. Поскольку характеристическое сопротивление резонаторов ПК фактически «заморожено» в районе 100 Ом, остаются два пути:

1) использовать методы теории широкополосного согласования, заменяя одиночные резонаторы фильтрами из двух-трех связанных или взаимно расстроенных контуров;

2) понижать требуемое значение  $R_{2kp}$ .

Первый метод позволяет расширить полосу примерно на 50...80 %, что, конечно, хорошо, но обычно недостаточно.

В соответствии со вторым методом фактически требуется увеличение плотности электронного луча. Действительно,  $P_1 = \frac{1}{2} I_{\text{выкл}}^2 R_{p2}$ , поэтому всего лишь удвоение тока позволяет получить прежнюю мощность при вчетверо меньшем сопротивлении  $R_{p2}$ , т.е. при вчетверо меньшей добротности резонатора.

Рост первой гармоники тока может быть получен увеличением  $G_0$  либо улучшением параметра  $g_1$ . Обе эти возможности были исчерпаны в первые 10—20 лет развития ПК. Основным современным методом повышения тока является переход к многолучевым приборам, в которых резонаторы (естественно, более сложной формы) пронизываются несколькими идентичными электронными потоками (вырабатывающими, конечно, более сложными по конструкции электронными пушками). Полный ток  $I_0 \Sigma$  определяется суммой частных вкладов:  $I_0 \Sigma = N I_0$ , где  $N$  — число лучей.

Часто достаточно иметь  $N = 5...10$ , чтобы получить полосу пропускания ПК несколько процентов.

Многолучевой ПК одновременно решает еще одну важную техническую проблему — позволяет нарастить выходную мощность при умеренном (порядка 10—15 кВ) уровне высоковольтного питания. В этом смысле он реализует параллельное сложение мощностей группы идентичных АЭ.

Двухрезонаторный ПК имеет при малом сигнале коэффициент усиления по мощности  $K_{p0} = 10 \dots 13$  дБ. Для увеличения усиления между входом и выходом ПК вводят один—четыре дополнительных резонатора (рис. 11.11).

При малом сигнале такой *многорезонаторный* ПК в первом приближении эквивалентен резонансному усилителю с числом каскадов на единицу меньшим числа «горячих», т. е. непосредственно взаимодействующих с электронным лучом, резонаторов  $N_p$ . Соответственно итоговое усиление в децибелах  $K_{p0\sum} \approx (N_p - 1)K_{p0}$ .

Перечислим в заключение методы повышения КПД ПК. В данном случае прослеживаются четыре основных подхода:

1. Использование резонаторов без сеток, что в сочетании с хорошей магнитной (с помощью продольного постоянного магнитного поля, соосного лучу) или электростатической фокусировкой позволяет повысить коэффициент токопрохождения  $K_T$  до 0,95.

2. Применение трех и более резонаторов, что при соответствующей настройке *промежуточных резонаторов* позволяет приблизить форму импульсов выходного тока к прямоугольной и таким образом поднять значение коэффициента формы импульса  $g_1$ .

3. Применение на выходе ПК резонаторов с распределенным взаимодействием (например, в виде цепочки из двух-трех связанных

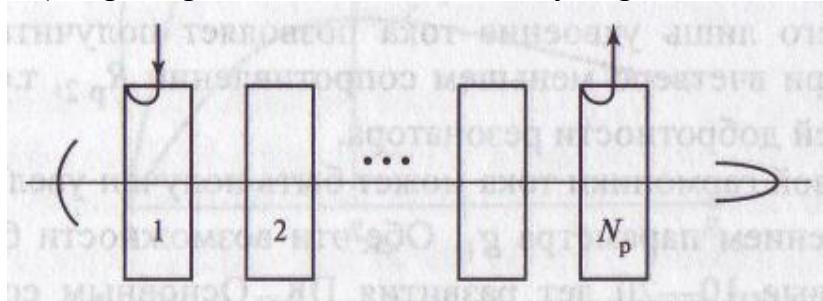


Рис. 11.11. Структурная схема многорезонаторного ПК

«горячих» резонаторов) обеспечивает более полное торможение электронов высокочастотным полем.

4. Использование *режима рекуперации*, что достигается снижением  $E_k$  относительно  $E_p$ . При этом на участке между блоком резонаторов и коллектором возникает постоянное тормозящее электрическое поле, отбирающее у «отработавшего» потока электронов заметную долю оставшейся кинетической энергии.

В совокупности перечисленные методы позволяют повысить полный КПД современного ПК вплоть до 70 %.

### Контрольные вопросы и задания

1. Перечислите основные области применения ПК.
2. Перечислите основные технические характеристики ПК.
3. Объясните устройство ПК на примере двухрезонаторного прибора.
4. Нарисуйте и объясните эквивалентную схему резонатора ПК.
5. Нарисуйте и объясните эквивалентную схему двухрезонаторного ПК.

6. Нарисуйте и объясните пространственно-временную диаграмму движения электронов в пролетном клистроне.
7. Что такое коэффициент глубины модуляции? Как его рассчитать?
8. Что такое коэффициент эффективности модуляции? Как его рассчитать?
9. Нарисуйте форму импульсов тока конвекции на выходе двухрезонаторного ПК при различных значениях параметра группирования.
10. Почему наведенный в выходном резонаторе ток не совпадает с током конвекции? Как его рассчитать?
11. Почему утверждается, что ПК может быть эффективен как умножитель частоты?
12. Нарисуйте и объясните зависимость амплитуды первой гармоники выходного тока ПК от значения параметра группирования.
13. Какие факторы определяют выходную мощность ПК? Как ее увеличить?
14. Какие факторы определяют КПД ПК? Как его увеличить?
15. Какие факторы определяют полосу пропускания ПК? Как ее увеличить?

## Глава двенадцатая

# УСИЛИТЕЛИ И АВТОГЕНЕРАТОРЫ НА ЛАМПАХ БЕГУЩЕЙ И ОБРАТНОЙ ВОЛНЫ

---

### 12.1. Общие сведения

Лампы бегущей волны (ЛБВ) — широко распространенный тип усилителей радиосигналов на частоте от единиц до сотен гигагерц с выходной мощностью от десятков милливатт до десятков киловатт в непрерывном и до сотен киловатт в импульсном режиме. Их отличает значительный коэффициент усиления (до 50 дБ) и широкополосность, достигающая октавы для ламп малой и средней мощности.

Были разработаны лампы бегущей волны «обычного» типа — ЛБВ-О (о них в основном и пойдет речь ниже) и лампы магнетронного типа ЛБВ-М, отличающиеся от ЛБВ-0 тем, что в них используются ортогональные постоянные электрическое и магнитное поля и иные типы волноведущих систем.

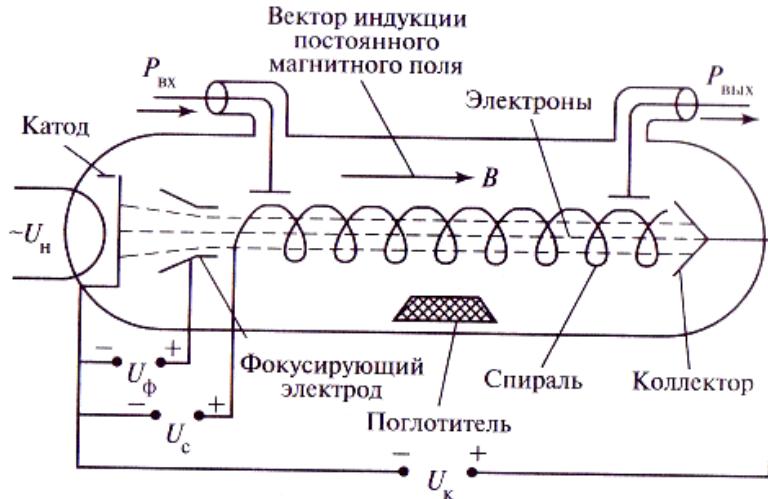
Принцип действия ЛБВ-0 основан на длительном взаимодействии одностороннего электронного потока с полем электромагнитной волны, распространяющейся вдоль линии передачи при условии, что скорость электронов и фазовая скорость волны примерно равны. При этом кинетическая энергия электронов, приобретенная ими при воздействии постоянного ускоряющего напряжения источника питания, из-за торможения высокочастотным полем частично переходит в энергию попутной электромагнитной волны.

### 12.2. Устройство и принцип действия ЛБВ-О

Устройство ЛБВ-0 схематично изображено на рис. 12.1. Подогреваемый нитью накала катод и электроды предварительной фокусировки создают нитевидный (иногда плоский или трубчатый) пучок электронов, начальная скорость которых  $v_H$  при входе в спиральную замедляющую структуру определяется постоянным напряжением на спирали  $U_c$  в соответствии с уравнением баланса энергии:

$$\frac{mv_H^2}{2} = eU_c, \quad (2.1)$$

где  $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл и  $m = 9,1 \cdot 10^{-31}$  кг — заряд и масса электрона.



**Рис. 12.1. Схема устройства ЛБВ-О**

При отсутствии высокочастотного поля в спирали скорость электронов внутри нее будет неизменной. Для того чтобы электроны (или большая их часть) достигли коллектора, в баллоне ЛБВ-0 создается продольное фокусирующее постоянное магнитное поле, препятствующее оседанию электронов на проводниках спирали. Такие оседающие электроны, во-первых, прекращают взаимодействие с высокочастотным полем спирали, а во-вторых, нагревают ее тонкие проводники, не имеющие, как правило, специального теплоотвода, что может привести к расплавлению или необратимой деформации спирали.

Магнитное поле создается либо внешними постоянными U-образными магнитами или соленоидами, либо, чаще всего, керамическими намагниченными ферритовыми кольцами, охватывающими вакууммированный баллон ЛБВ-О.

Магнитное поле не влияет на продольно летящие электроны, но при появлении у них поперечной составляющей скорости  $v$  создает силу, перпендикулярную этой составляющей и вектору магнитной индукции  $F = e[v, B]$ , что в конечном итоге возвращает отклонившийся электрон к центру пучка.

Механизм взаимодействия электронного потока с замедленной электромагнитной волной можно представить в виде последовательного осуществления двух процессов. Первый из них — группирование электронов, превращение однородного по плотности и скорости потока в последовательность перемещающихся сгустков и разрежений. Второй процесс — уменьшение скорости сгустков, попадающих в тормозящие полупериоды электромагнитной волны, с передачей части кинетической энергии электронов высокочастотному полю.

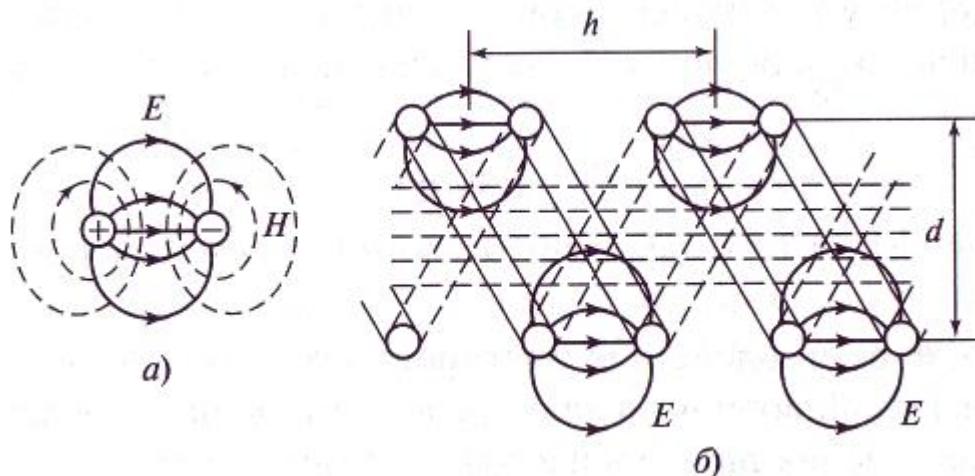
Оба эти процессы осуществимы, если напряженность электрического поля высокочастотной волны имеет составляющую, направленную вдоль оси перемещения электронов.

Кроме того, необходимо обеспечить условие синхронизма волны и электронного потока (т. е. примерного равенства их скоростей), что приводит к сохранению взаимного расположения профиля волны и летящих электронов на значительном участке замедляющей структуры.

Указанные условия реализуются в специально спроектированных для ЛБВ-0 волноведущих структурах, одной из которых является спиральная линия. Свойства спиральной замедляющей структуры можно продемонстрировать на основе одной из ее модификаций — свернутой в спираль обычной двухпроводной линии (рис. 12.2).

Вдоль прямолинейной двухпроводной линии волна распространяется со скоростью света в направлении, перпендикулярном ее поперечному сечению (рис. 12.2,*a*). Длина свернутой линии (рис. 12.2,*б*) на расстоянии шага спирали  $h$  примерно равна  $\pi d$ , где  $d$  — диаметр спирали. Поэтому фазовая скорость волны продольной напряженности электрического поля оказывается меньше скорости света:  $v_\phi = c \frac{h}{\pi d}$ , что позволяет реализовать эффективное взаимодействие с электронным потоком, имеющим начальную скорость

$$v_H = \sqrt{2 \frac{e}{m} U_c} \quad (12.2)$$



**Рис. 12.2. Структура электромагнитного поля двухпроводной линии:**  
а — одноравненной; б — свернутой в спираль (штриховыми линиями обозначен поток электронов)

Строгий математический анализ работы ЛБВ — достаточно сложная задача даже в одномерном приближении, когда не учитывается поперечная структура поля и электронного луча. Однако отказ от учета второстепенных факторов все же позволяет понять суть основных явлений, хотя и не дает

достоверных численных оценок, необходимых при реальном проектировании ЛБВ.

Главный принцип использования электронных потоков для усиления, возбуждения и преобразования СВЧ-колебаний в ЛБВ во многом сведен с принципом работы других электронных приборов, например пролетных кластронов. Сначала электромагнитные колебания, возбуждаемые слабым входным сигналом, вызывают модуляцию электронного потока по скорости, что через некоторое время приводит к модуляции по плотности, т.е. к группированию электронов в сгустки. Затем созданный таким способом пульсирующий поток заряженных частиц возбуждает переменное высокочастотное поле (в выходном резонаторе кластрона) или электромагнитную волну (на конечном участке замедляющей структуры ЛБВ).

Анализ первого этапа — превращения равномерного потока электронов в сгруппированный — удобно провести, предполагая, что на бегущую вдоль структуры электромагнитную волну с продольной компонентой электрического поля

$$E \sin(\omega t - kx),$$

(где  $E$  — амплитуда напряженности электрического поля;  $x$  — продольная координата;  $k$  — волновое число;  $\omega$  — частота) процесс группирования потока электронов влияет незначительно. Такое предположение оправдано, строго говоря, лишь для случаев слабой модуляции потока, однако качественная картина группирования сохраняется и при глубокой модуляции.

Поведение электронов под действием синусоидальной волны вне-него поля проще всего рассматривать в системе отсчета, перемещающейся вдоль замедляющей структуры с фазовой скоростью волны  $v_\phi = \omega/k$ .

В этом случае продольное электрическое поле изображается неизменной во времени функцией безразмерной координаты  $\xi = \omega t - kx$ , а уравнение движения электронов в этом поле в соответствии со вторым законом Ньютона имеет вид

$$\frac{d^2\xi}{d\tau^2} = \frac{d}{d\tau} u(\xi) = f(\xi) = -A \sin \xi \quad (12.3)$$

где  $\tau = \omega t$  — безразмерное время;  $A = \frac{|e|E}{m\omega^2}$  — нормированная амплитуда поля;  $f(\xi)$  — сила воздействия поля на заряженную частицу;

$$u(\xi) = \frac{d\xi}{dt} = \frac{1}{v_\phi} \frac{dx}{dt} \text{ относительная скорость.}$$

До начала процесса группирования (при  $\tau = 0$ ) электроны равномерно распределены вдоль продольной координаты  $\xi$  и имеют одинаковую относительную начальную скорость (12.2)

$$u_n = v_n / v_\phi. \quad (12.4)$$

Поскольку движение электронов и их группирования происходят в пределах каждого периода волны поля одинаково, достаточно рассмотреть один из периодов, воспользовавшись пространственно-временными диаграммами, т.е. зависимостями текущих координат электронов  $\xi$  от времени  $\tau$  (рис. 12.3).

Эти зависимости получаются из решения нелинейного дифференциального уравнения второго порядка (12.3). Решения  $\xi(\tau, \xi_0)$ , удовлетворяющие этому по форме простому уравнению, не могут быть представлены через элементарные функции. Их вид получается либо путем использования приближенных методов, либо численным интегрированием<sup>1</sup>.

На рис. 12.3, *a*, *b* изображены две пространственно-временные диаграммы. Кривые на рис. 12.3, *a* соответствуют нулевой разности начальной скорости электронов и фазовой скорости волны, т. е. равенству фазовой скорости и скорости электронного потока, а кри-

<sup>1</sup> Кривые, изображенные на рис. 12.3, являются результатом расчета программой rkfixed решения дифференциальных уравнений системы MathCad-2000. Эта программа на языке MathCad записывается так:

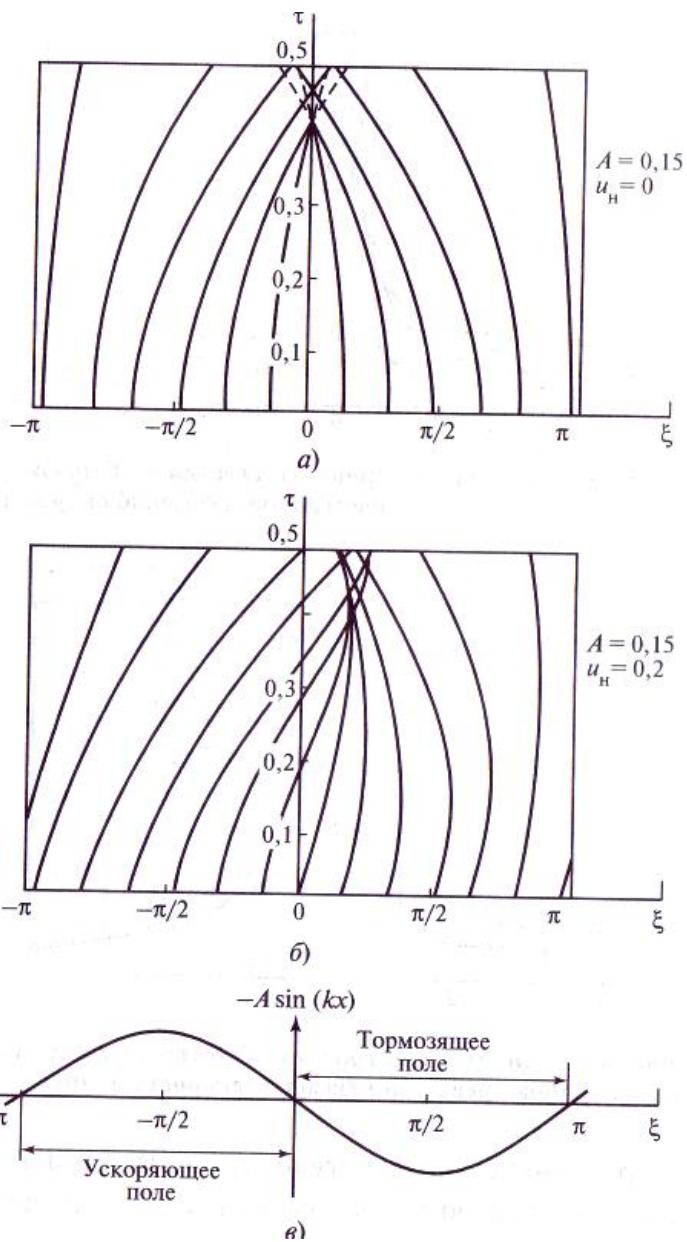
$A := 0,15 \quad Ef$

(параметры 4o — начальное положение электрона и  $a_n$  — начальная скорость должны быть заданы численно):

$$D(t, x) = \begin{pmatrix} \xi_1 \\ -A \sin \xi_0 \end{pmatrix} \quad z := \text{rkfixed}(x, 0, 10, 100.D)$$

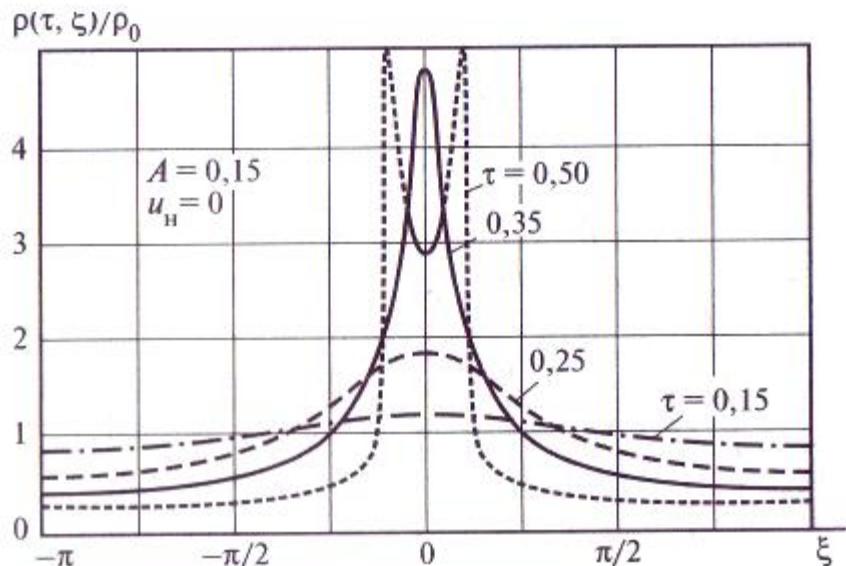
$$n := 0 \dots 9$$

При этом  $z = \begin{pmatrix} z_{n,1} \\ z_{n,2} \end{pmatrix}$  определяет текущую координату электрона  $\xi = z_{n,1}$  и его скорость  $u = z_{n,2}$  как функции времени  $\tau = 0,1n$  и начальной координаты  $\xi_0$

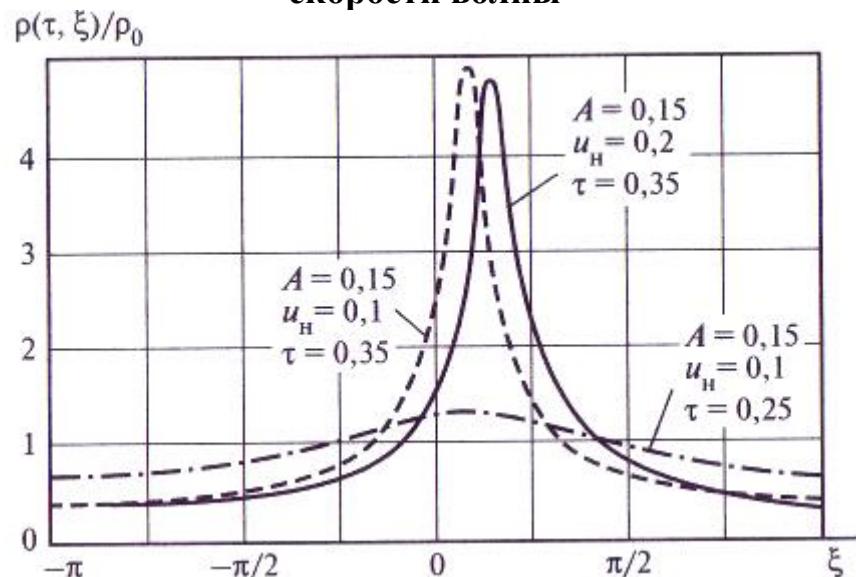


**Рис. 12.3. Пространственно-временные диаграммы группировки электронов (а, б) в поле синусоидальной электромагнитной волны (в)**

вые на рис. 12.3, б — превышению скорости потока над фазовой скоростью волны. Видно, что в первом случае центр электронного сгустка формируется в том месте волны, где электронное поле равно нулю (см. также рис. 12.4). Во втором — центр сгруппированного сгустка располагается в области тормозящего поля волны (рис. 12.5). Это предопределяет возможность торможения сгустка и передачу



**Рис 12.4 Зависимость формы электронного сгустка от безразмерного времени при равенстве начальной скорости электронов и фазовой скорости волны**



**Рис. 12.5. Зависимость формы электронного сгустка от времени, когда начальная скорость электронов превышает фазовую скорость волны**

части его энергии волне (воздействие сгруппированного потока заряженных частиц на электромагнитную волну рассматривается ниже).

Изображенные на рис. 12.4 и 12.5 распределения плотности электронов в сгустке получены из закона сохранения числа частиц

$$\rho \Delta \xi = \rho_0 \Delta \xi_0, \quad (12.5)$$

т. е. равенства количества частиц, расположенных при  $\tau = 0$  в интервале начальных положений  $\Delta \xi_0$  [правая часть равенства (12.5)], и частиц, оказавшихся в интервале положений  $\Delta \xi$ , через время  $\tau$  (левая часть).

Равномерный (до воздействия поля) поток характеризуется постоянной плотностью частиц  $\rho_0$ .

Следовательно, относительная плотность частиц в момент времени  $t$  определяется равенством

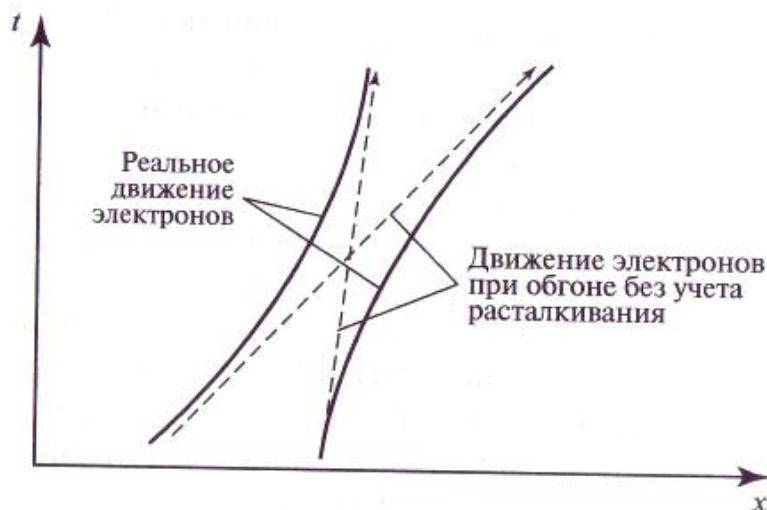
$$\frac{\rho(\tau, \xi_0)}{\rho_0} = \left( \frac{d\xi(\tau, \xi_0)}{d\xi_0} \right)^{-1} \quad (12.6)$$

Производную, входящую в правую часть, можно определить с помощью указанной программы MathCad, а значение  $\xi_0$  являющееся аргументом функции  $\rho(\tau, \xi_0)$ , удается заменить, пользуясь полученным ранее решением уравнения движения заряда  $\xi(\tau, \xi)$ , на текущее значение координаты. Именно таким способом и построены зависимости  $\rho(\tau, \xi)$  на рис. 12.4 и 12.5.

Проведенные расчеты позволяют представить процесс группировки электронов как постепенное сужение сгустка, сопровождающееся ростом плотности частиц в его центре (см. рис. 12.4), и последующий развал формы сгустка, превращение его в двугорбое образование, обусловленное обгоном одних электронов другими, что соответствует на пространственно-временных диаграммах (см. рис. 12.3) пересекающимся линиям.

Говоря об обгоне, следует иметь в виду, что сила электростатического расталкивания не позволяет электронам, летящим вдоль одной прямой, обгонять один другого. При их сближении они, как упругие шары, обмениваются скоростями (рис. 12.6), так что первый электрон после столкновения летит с такой скоростью, с какой летел бы второй из них без учета сил расталкивания и наоборот.

Таким образом, после сближения и расталкивания электронов общая картина их распределения по координатам и скоростям будет



**Рис. 12.6. Схема, показывающая влияние расталкивания электронов при попытке обгона, приводящего к обмену скоростями**

такой же, как в случае идеализированного обгона. Это обстоятельство позволяет отказаться в приближенной теории группирования от учета сил взаимодействия электронов при их столкновениях и обгонах. Вместе с тем приведенная модель взаимовлияния электронов указывает на выравнивание реальных скоростей частиц при их максимальном сближении. Поэтому в плотно сгруппированных сгустках до наступления их разрыва скорость электронов можно считать примерно одинаковой. Указанное положение упрощает анализ воздействия модулированного потока электронов на волну замедляющей структуры.

Процесс возбуждения электромагнитной волны потоком сгруппированных в сгустки заряженных частиц приходится из-за сложности математического описания рассматривать приближенными методами, используя простую модель замедляющей системы в виде одномодовой длинной линии, а также упрощенное представление модулированного потока электронов в виде периодической последовательности сгустков неизменной формы и амплитуды. Необходимым (но не достаточным) условием постоянства формы сгустков является, в частности, равенство скоростей электронов сгустка. Таким образом, задача возбуждения волны будет рассматриваться в предположении заданного (и неизменного) потока электронов, т. е. обратное влияние волны на форму и положение сгустков учитываться не будет.

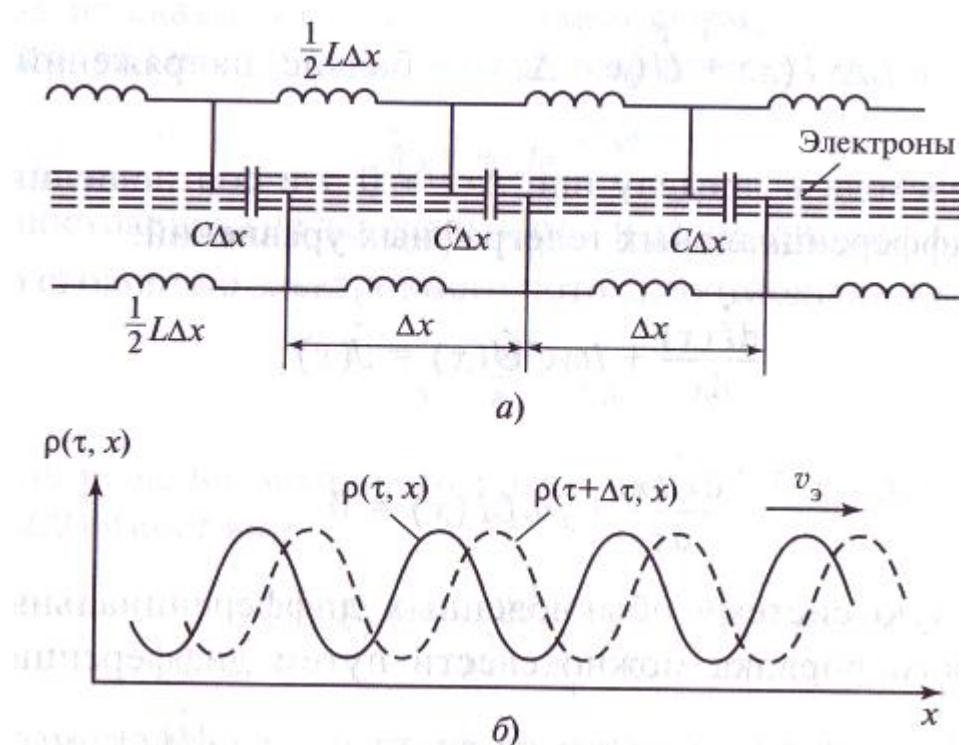
Процесс, описываемый указанной моделью, характерен для выходного участка ЛБВ. Кстати, разделение процессов взаимодействия электронов и поля на группирование в заданном поле и возбуждение волны заданным модулированным потоком электронов обусловлено не только удобством теоретического анализа. Возможность такого разделения подсказывает и само устройство реальных приборов. В современных ЛБВ-О входной участок, примыкающий к катоду, служит именно для модуляции однородного вначале пучка. На этом участке фазовая скорость волны может совпадать со скоростью электронов, поскольку передача энергии волне здесь не обязательна. Входная область часто отделена от выходной поглощающей вставкой, предохраняющей от самовозбуждения из-за возможных отражений от выходных и входных согласующих устройств и от нагрузки. Поглотитель существенно уменьшает и амплитуду прямой волны. По существу, поглощающий участок эквивалентен пролетному межрезонаторному пространству клистрона. На этом участке группирование электронов продолжается и при отсутствии электромагнитной волны из-за достигнутой модуляции электронов по скоростям.

В этих условиях сгруппированный электронный поток попадает в выходную область структуры, в начале которой высокочастотное поле отсутствует. Поэтому в данном случае речь идет не столько об усилении волны (волна, производившая группирование, не доходит из-за поглотителя

до выходного участка ЛБВ), сколько о возбуждении выходного участка замедляющей структуры.

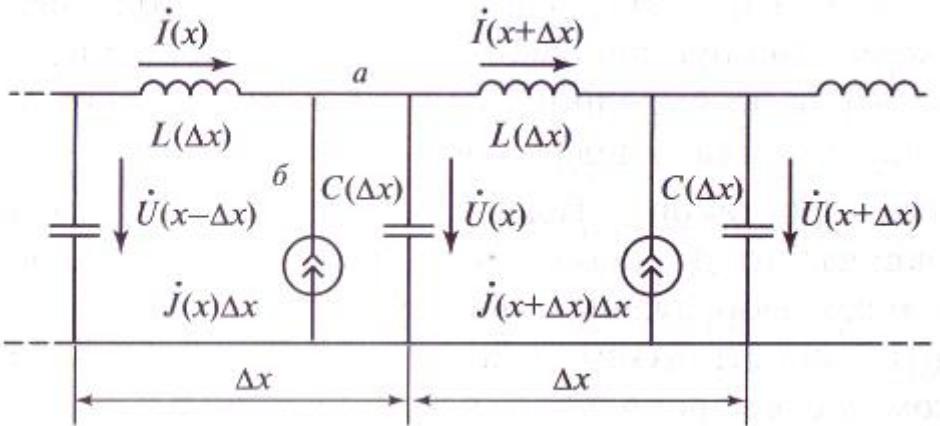
В качестве простейшей, модели замедляющей структуры можно взять *U*-эквивалент длинной линии. На рис. 12.7, *a* конденсаторы отдельных ячеек изображены развернутыми на  $90^\circ$  с целью наглядно показать возможность взаимодействия такой структуры с электронным потоком за счет продольного по отношению к потоку высокочастотного электрического поля конденсаторов<sup>1</sup>. На рис. 12.7, *б* приведен предполагаемый вид модулированного потока, перемещающегося без изменения формы вдоль оси  $x$  со скоростью  $v_3$ . Такой поток инициирует в замедляющей структуре наведенные токи, причем первые гармоники этих токов учитываются в результирующей схеме линии подключением источников тока с амплитудами  $j(x)\Delta x, j(x+\Delta x)\Delta x, \dots$  (рис. 12.8).

На этой схеме и далее  $\dot{I}(x)$  и  $\dot{U}(x)$  — амплитуды тока и напряжения в линии; С, Ф/м, и  $L$ , Гн/м, — емкость и индуктивность на единицу длины;  $j(x)$ , А/м, — амплитуда плотности наведенного тока.



**Рис. 12.7. Эквивалентная схема модели замедляющей структуры (а) и предполагаемая форма сгустков односкоростного потока электронов (б)**

<sup>1</sup> Предполагается, что обкладки конденсаторов изготовлены из сеточек, проницаемых для пролетающих электронов.



**Рис. 12.8. Эквивалентная схема ячеистой длинной линии, в которой учтены токи, наведенные модулированным потоком электронов**

Все токи и напряжения в ячейках линии представлены в виде комплексных амплитуд, поскольку синусоидальная зависимость этих величин от времени отражается общим множителем  $e^{j\omega t}$ .

Уравнения эквивалента длинной линии, изображенной на рис. 12.8, получаются из законов Кирхгофа для узлов и контуров ячеек этой линии:

$$\dot{I}(x) + (\Delta x)\dot{j}(x) = j\omega C \Delta x \dot{U}(x) + \dot{I}(x + \Delta x) \quad \text{— баланс токов в узле } a;$$

$$\dot{U}(x) = -j\omega L \Delta x \dot{I}(x) + \dot{U}(x - \Delta x) \quad \text{— баланс напряжений в контуре } b.$$

После перехода к пределу при  $\Delta x \rightarrow 0$  эти соотношения принимают вид дифференциальных телеграфных уравнений:

$$\begin{aligned} \frac{d\dot{I}(x)}{dx} + j\omega L \dot{U}(x) &= \dot{j}(x) \\ \frac{d\dot{U}(x)}{dx} + j\omega L \dot{I}(x) &= 0 \end{aligned}$$

Полученную систему обыкновенных дифференциальных уравнений первого порядка можно свести путем дифференцирования второго из них по  $x$  и исключения производной  $\frac{d\dot{I}(x)}{dx}$  к волновому уравнению

$$\frac{d^2\dot{U}(x)}{dx^2} + \omega^2 LC \dot{U} = -j\omega L \dot{j}(x) \quad (12.7)$$

При отсутствии электронного потока (или его модуляции), когда правая часть (12.7) равна нулю, решение волнового уравнения является комбинацией прямой и обратной волн в линии:

$$\dot{U}(x) = \dot{U}_{np} e^{-jkx} + \dot{U}_{obr} e^{jkx}, \quad (12.8)$$

где постоянные интегрирования  $\dot{U}_{np}$  и  $\dot{U}_{obr}$  определяются краевыми условиями, а постоянная распространения  $K$  — параметрами структуры,  $k = \pm\omega\sqrt{LC}$ .

Обе волны — прямая и обратная — распространяются вдоль линии с одинаковыми по абсолютному значению фазовыми скоростями, хотя и в разных направлениях:

$$v_\phi = \frac{\omega}{|k|} = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

Скорость перемещения электронных сгустков  $v_\phi$ , а значит, и фазовая скорость волны наведенного ими тока, может отличаться от  $v_\phi$ . Конкретнее, скорость потока должна быть несколько больше фазовой скорости волны для выполнения условия передачи энергии волне при торможении электронов электромагнитным полем.

Исходя из сказанного, можно задать форму зависимости амплитуды плотности наведенного тока от координаты в виде

$$\dot{J}(x) = J e^{-jk_s x}, \quad (12.9)$$

где  $J$  — постоянная (не зависящая от  $T$  и  $x$ ) амплитуда, а параметр  $k_s$  связан со скоростью электронного потока соотношением.

Частное решение волнового уравнения (12.7) с правой частью в форме (12.9) имеет вид

$$\dot{U}(x) = j \frac{\omega L}{k^2 - k_s^2} J e^{-jk_s x}$$

Если замедляющая структура на конечном участке ЛБВ согласована с выходным фидером, то отраженная волна отсутствует. В этом случае полное решение уравнения (12.8)

$$\dot{U}(x) = \dot{U}_{np} e^{-jk_s x} + j \frac{\omega L}{k^2 - k_s^2} J e^{-jk_s x}$$

при постоянной амплитуде  $U_{np} = -j \frac{\omega L}{k^2 - k_s^2} J$ , которая соответствует нулевому значению  $\dot{U}(0)$  в начале участка взаимодействия, является суперпозицией двух бегущих волн с суммарной амплитудой

$$\dot{U}(x) = j \frac{\omega L}{k^2 - k_s^2} J (e^{-jk_s x} - e^{jk_s x}) \quad (12.10)$$

Зависимости амплитуды и фазы результирующей волны (12.10) от координаты  $x$

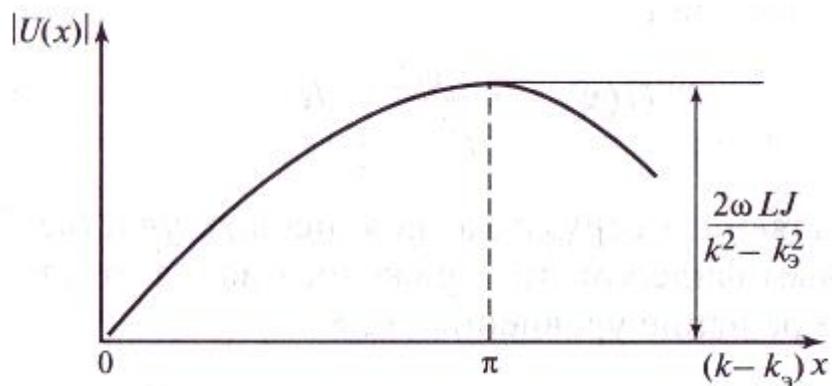
$$|\dot{U}(x)| = \frac{\omega LJ}{k^2 + k_3^2} 2 \sin[(k - k_3)x/2]$$

$$\arg \dot{U} = \frac{\pi}{2} + k_3 x + \frac{\pi}{2} - \frac{\Delta k x}{2} = \pi + \frac{k + k_3}{2} x$$

свидетельствуют о нарастании интенсивности высокочастотных колебаний в линии на начальном участке взаимодействия (рис. 12.9), а также позволяют найти среднюю фазовую скорость результирующей волны

$$v_{cp} = \frac{\omega}{(k + k_3)/2}$$

Анализ возбуждения замедляющей структуры проведен в предположении, что форма и скорость модулированного потока электронов неизменны. Учет обратного влияния электромагнитной волны на движение сгустков, в частности их торможение в процессе взаимодействия с полем, значительно усложнил бы рассмотрение. Впрочем, принцип решения этой задачи и приспособленный для этого математический аппарат были изложены ранее при изучении движения электронов в поле бегущей волны продольного электрического поля.



**Рис. 12.9. Характер зависимости амплитуды волны, возбужденной модулированным потоком электронов, от длины участка взаимодействия**

В отношении полноценной теории ЛБВ, в которой было бы точно учтено взаимное влияние электромагнитной волны и электронного потока, можно сказать, что такая теория приводит к необходимости создания и использования достаточно сложных математических программ и соответствующих численных расчетов на ЭВМ.

Однако и такие расчеты лишь определяют направления экспериментальных исследований и проверок, приводящих в конце концов к созданию серийных образцов ЛБВ.

## 12.3. Рабочие характеристики ЛБВ-О

Разработчиков конкретной аппаратуры интересуют характеристики готовых приборов: режимные, частотные, амплитудные, модуляционные и др.

Основными параметрами ЛБВ как усилителя СВЧ-колебаний являются коэффициент усиления  $K$ , выходная и потребляемая мощности  $P$  и  $P_0$ , диапазон усиливаемых частот и равномерность  $K$  в этом диапазоне. В некоторых случаях к числу существенных относят коэффициент шума, фазовый набег, коэффициенты нелинейных и перекрестных искажений, температурную стабильность и др.

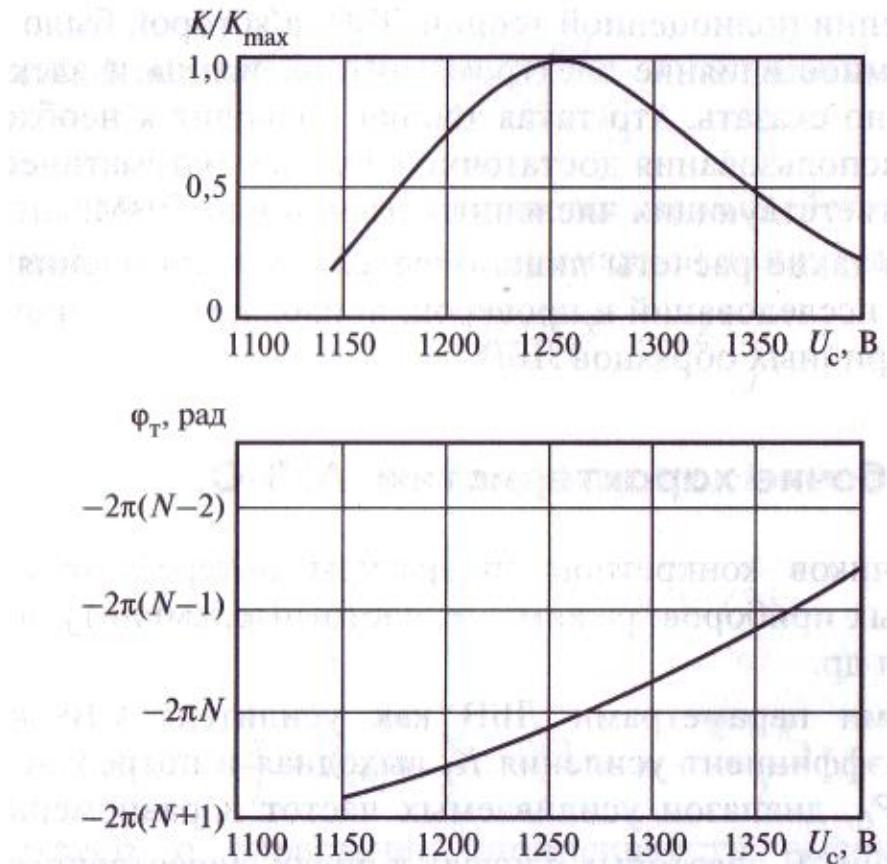
Все перечисленные параметры зависят прежде всего от режима питания лампы, т.е. от напряжений на ее электродах. Значения напряжений на электродах предварительной фокусировки ( $U_\phi$  на рис. 12.1) обычно подбираются изготовителями ЛБВ и при эксплуатации не варьируются. Изменению может подвергаться напряжение на спирали и реже на коллекторе.

Ускоряющее напряжение (спираль — катод) определяет начальную скорость электронов (12.2). Для поддержания синхронизма движения пучка электронов с волной и передачи энергии от пучка волне эта скорость должна лишь незначительно превышать фазовую скорость волны:

$$v_s \approx (1,05 - 1,30)v_\phi.$$

Поэтому усиление ЛБВ на фиксированной частоте происходит в ограниченном диапазоне ускоряющих напряжений (рис. 12.10). Фазовый сдвиг сигнала в основном зависит от времени прохождения электронов и самого сигнала в замедляющей системе длиной  $l$ :  $T = l/v$ , где  $v < v_s$ , и числа периодов высокочастотных колебаний  $N = \frac{\omega}{2\pi} \frac{l}{v}$  укладывающихся на этом промежутке времени.

В пределах зоны усиления набег фазы  $\varphi$  изменяется на два-три периода в соответствии с изменением скорости электронного потока



**Рис. 12.10. Пример зависимости коэффициента усиления и задержки фазы в ЛБВ от напряжения на спирали (ЛБВ типа УВ-34 10-сантиметрового диапазона)**

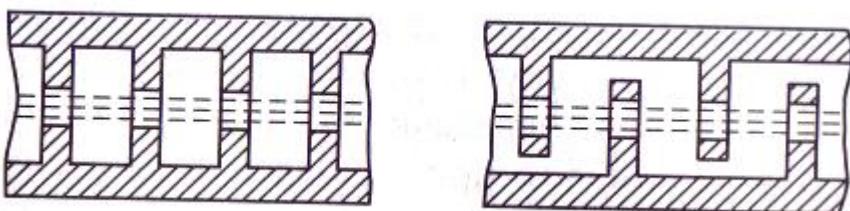
и, следовательно, результирующей фазовой скорости волны (см. рис. 12.10).

Частотные характеристики ЛБВ определяются двумя факторами: типом замедляющей структуры (дисперсионной характеристикой  $v_\phi(\omega)$  структуры) и свойствами согласующих устройств — элементов связи структуры с входными и выходными фидерами. Наибольшую полосу имеют лампы со спиральными структурами. Фазовая скорость волн в таких структурах почти не зависит от частоты, а полоса усиления ограничена лишь частотными характеристиками согласующих элементов и достигает в лучших конструкциях одной-двух октав. Равномерность амплитудно-частотной характеристики ламп со структурами спирального типа также достаточно высокая.

В мощных ЛБВ-0 спиральные замедляющие системы использовать не удается главным образом из-за трудностей отвода тепла. Для таких ламп разрабатываются структуры типа связанных резонаторов, диафрагмированных волноводов, структуры лестничного типа (рис. 12.11).

Подобные замедляющие системы применяются и в ЛБВ миллиметрового диапазона как наиболее технологичные.

Дисперсионные характеристики монолитных структур, которые изображены на рис. 12.11, определяют полосу усиления ЛБВ, которая не превышает для них 20 % центральной частоты рабочего диапазона.

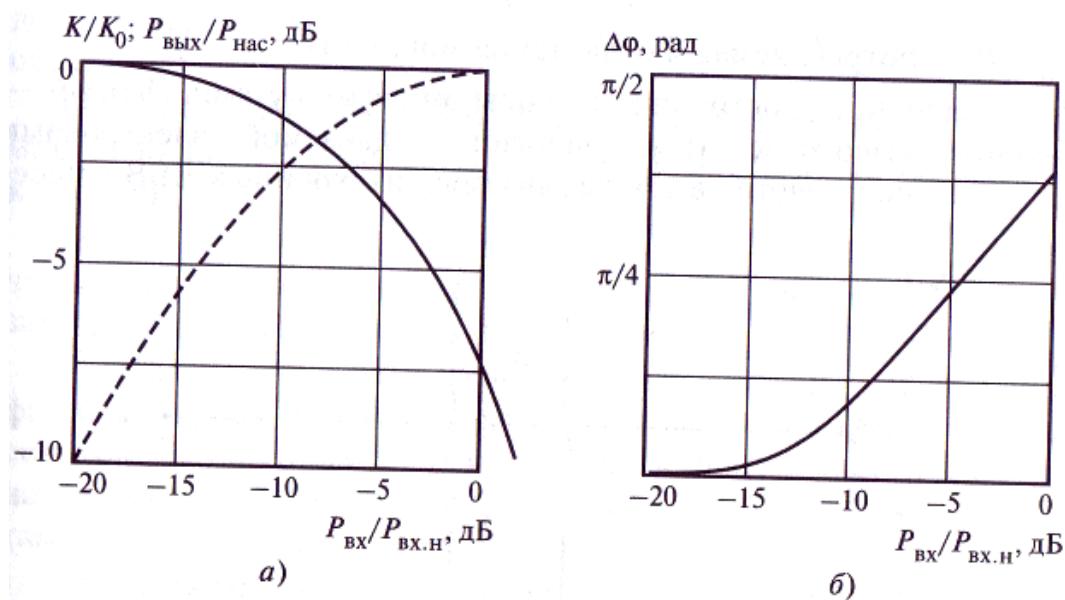


**Рис. 12.11. Эскизы сечений замедляющих структур мощных ЛБВ-О (штриховыми линиями обозначены потоки электронов)**

Значительная полоса усиливаемых частот позволяет в ряде случаев даже при работе с широкополосными сигналами не учитывать частотные искажения. Вместе с тем у ЛБВ, используемых в промежуточных и выходных каскадах, могут заметно проявляться нелинейные искажения, обусловленные зависимостью фазового набега и коэффициента усиления от уровня входного сигнала.

Этот коэффициент уменьшается при возрастании входной мощности, а выходная мощность  $P_{\text{вых}} = KP_{\text{вх}}$  достигает максимального значения (мощности насыщения) при пониженном на 3...6 дБ коэффициенте усиления относительно коэффициента усиления малого сигнала (рис. 12.12).

Нелинейные свойства ЛБВ, проявляющиеся в ее амплитудных характеристиках, необходимо учитывать при проектировании широкополосных



**Рис. 12.12. Пример зависимостей выходной мощности (штриховая линия), коэффициента усиления (а) и вариации фазового набега (б) от уровня входного сигнала:**

$K_0, P_{\text{вх.нас}}, P_{\text{вых.нас}}$  — коэффициент усиления, входная и выходная мощности в режиме насыщения (максимум выходной мощности) (ЛБВ типа УВ-34;  $K_0 = 33$  дБ) многоканальных систем передачи информации, таких как радиорелейные линии, спутниковые ретрансляторы телевизионных программ, системы передачи больших объемов цифровой информации. Дело в том, что при одновременном усилении в ЛБВ нескольких (даже двух) сигналов изменение амплитуды одного из них влияет на выходной уровень и фазу остальных сигналов. Взаимное влияние сигналов приводит к перекрестным искажениям, уменьшить влияние которых удается стабилизацией параметров сигналов и использованием специальных помехоустойчивых видов модуляции и кодирования.

Наряду с перекрестными искажениями в режимах большого сигнала происходит возникновение дополнительных комбинационных составляющих спектра с частотами  $f = f_k \pm n(f_k - f_m)$ , где  $f_k, f_m$  — несущие частоты  $k$ -го и  $m$ -го каналов, а  $n$  — целые числа (рис. 12.13).

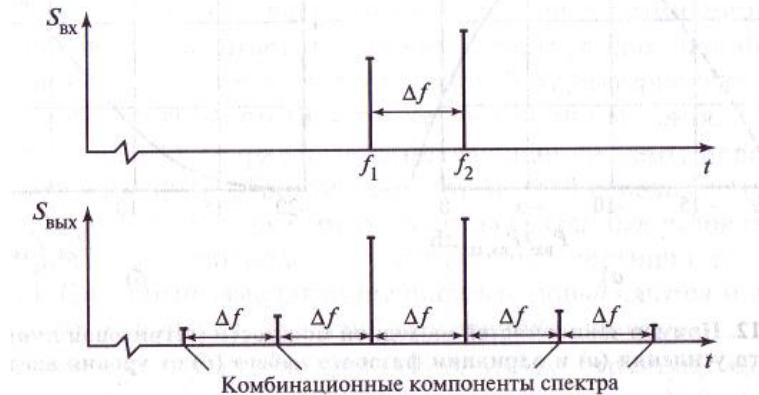
При одновременном усилении в ЛБВ нескольких независимых сигналов приходится располагать несущие частоты отдельных каналов так, чтобы минимизировать взаимное перекрытие их спектров со спектрами возникающих комбинационных компонент.

Для мощных ЛБВ, особенно для ламп, используемых в бортовых системах, важным параметром является электронный КПД

$$\eta = P/P_0, \quad (12.11)$$

где  $P_0$  и  $P$  — потребляемая и отдаваемая мощность.

Повышение КПД достигается в основном двумя путями. Первый — увеличение высокочастотной энергии, отдаваемой электронами полю, — осуществляется в так называемых изохронных ЛБВ с переменным



**Рис. 12.13. К появлению комбинационных составляющих в спектре выходного сигнала ЛБВ**

шагом замедляющей структуры. В этих приборах условие синхронизма по мере торможения электронных сгустков поддерживается соответствующим уменьшением фазовой скорости волны.

Второй путь состоит в применении рекуперации — снижении постоянного напряжения на коллекторе по отношению к напряжению  $U_c$ . В этом случае электроны, снизившие свою скорость к концу участка взаимодействия с полем, все-таки оказываются способными преодолеть тормозящее электрическое поле в пространстве между структурой и коллектором и осесть на коллекторе. При этом мощность, рассеиваемая на коллекторе, уменьшается.

Снижение потребляемой мощности  $P_0$  и увеличение отдаваемой высокочастотной мощности  $P$  позволяет поднять КПД от 10 до 50 %.

## 12.4. Лампы обратной волны

Основная область применения маломощных ЛОВ-О — источники СВЧ-колебаний с электронной перестройкой частоты. В отношении диапазона перестройки частоты у ЛОВ-0 нет конкурентов. Такие генераторы широко используются в измерительной аппаратуре, например в панорамных измерителях коэффициентов отражения и полных сопротивлений, разработанных для частоты от 1 до 500 ГГц. Лампы обратной волны с волноводными выводами перестраиваются обычно во всей 1,5-кратной стандартной рабочей полосе волновода (например, 11—17, 17—26, 26—37, 37—52, 52—78 ГГц и т.д.). Однако это не предел. Известны ЛОВ с диапазоном перестройки, превышающим октаву.

Важным свойством генераторов на ЛОВ является слабая зависимость мощности и частоты колебаний от степени согласования с нагрузкой. Конструктивно ЛОВ имеет много общего с ЛБВ. Внешнее отличие состоит в том, что вывод энергии СВЧ расположен не в конце замедляющей структуры, а вблизи катода (рис 12.14).

Дело в том, что в ЛОВ используется особый тип волны, у которой фазовая скорость по направлению и значению примерно совпадает со скоростью электронов, а групповая скорость переноса энергии направлена в другую сторону — к катоду. По этой причине волны такого типа называются обратными.

Представить себе возможность возникновения обратных волн можно на примере замедляющей структуры в виде согнутого в спираль волновода (рис. 12.15).

Вдоль волновода от входа, где подключен внешний источник СВЧ-колебаний, к выходу распространяется основная волна  $E \sin(\omega t - kx)$

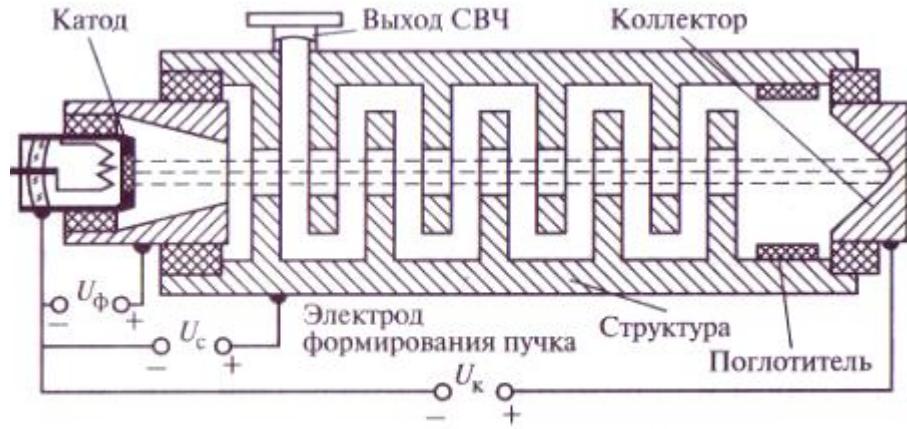


Рис. 12.14. Эскиз устройства генераторной ЛОВ

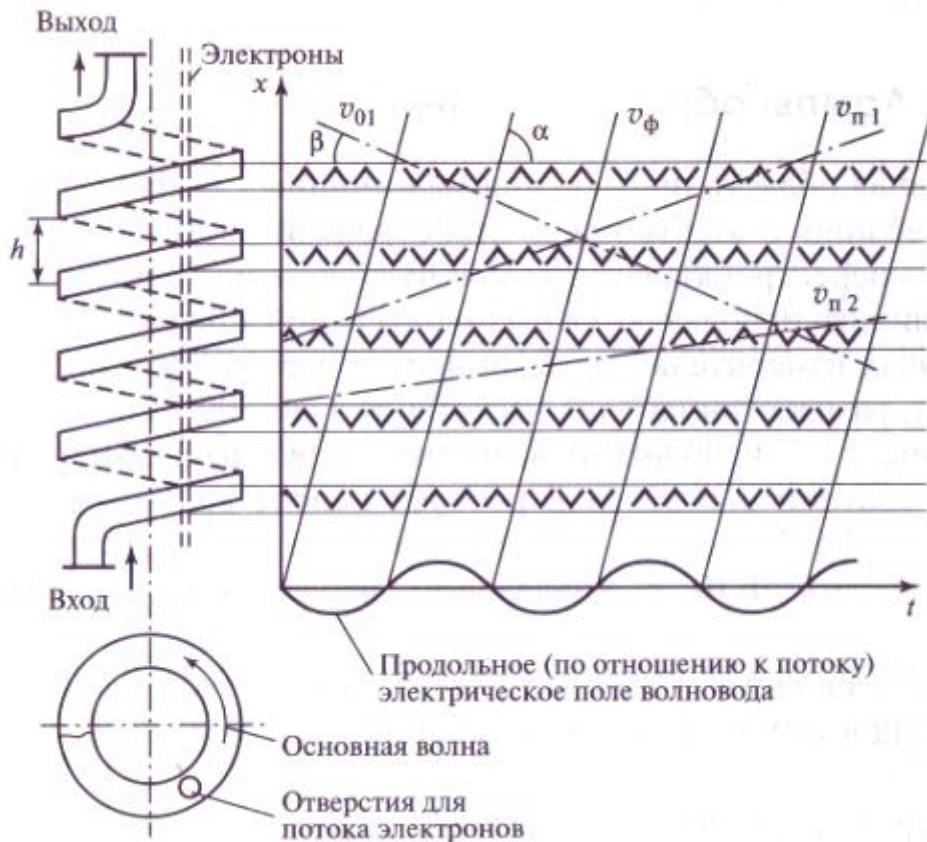
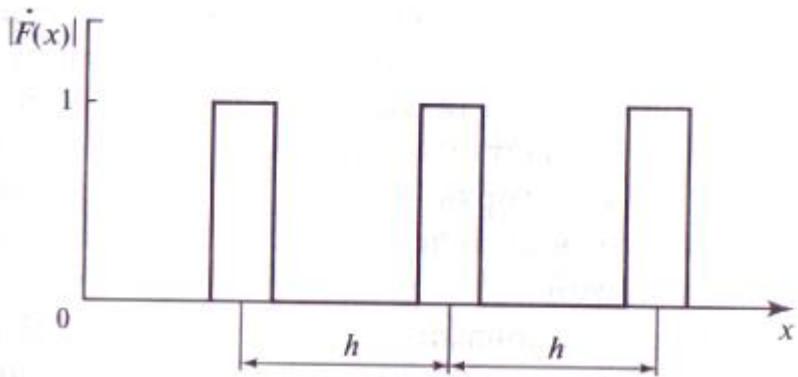


Рис. 12.15. Схема образования пространственных гармоник электромагнитного поля

с фазовой скоростью  $v_\phi$  (фазовая скорость волны в незаполненном диэлектрике больше скорости света, а по направлению распространения она совпадает со скоростью передачи энергии). На электроны, пролетающие через отверстия в широких стенках волновода, электрическое поле основной волны влияет лишь при тех значениях продольной координаты, которые соответствуют участкам взаимодействия. Таким образом, напряженность электромагнитного поля, действующего на электронный пучок, представляется в виде произведения напряженности поля в волноводе на комплексную



**Рис. 12.16. Модуль функции  $\dot{F}(x)$ , описывающей прерывистый процесс взаимодействия электронного потока с полем**

периодическую функцию, характеризующую пространственное расположение участков взаимодействия (рис. 12.16) при одинаковых фазах поля в этих участках

$$E(x, t) = \operatorname{Re}[\dot{F}(x) E e^{-jkx} e^{j\omega t}] \quad (12.12)$$

Путем разложения в ряд Фурье функцию  $\dot{F}(x)$  можно представить в виде суммы, где  $h$  — период структуры ( $\dot{F}(x) = \dot{F}(x + h)$ ), а  $n$  — целое число.

Тогда и напряженность результирующего поля (12.12), определяющую поведение электронов, можно представить в виде суммы так называемых пространственных гармоник — «простых» волн, амплитуды которых уже не зависят от координаты:

$$E(x, t) = \operatorname{Re} \left\{ \sum_{n=-\infty}^{\infty} \dot{F}_n \exp \left[ -j \left( k + \frac{2\pi n}{h} \right) x + j\omega t \right] \right\}. \quad (12.13)$$

Каждое слагаемое ряда (12.13) представляет собой волну со своей фазовой скоростью

$$\nu_n = \frac{\omega}{k} \left( 1 + \frac{2\pi n}{kh} \right)^{-1} = \nu_\phi \left( 1 + \frac{2\pi n}{kh} \right)^{-1}$$

Фазовые скорости могут быть положительными (при  $1 + \frac{2\pi n}{kh} > 0$ ), соответствующими прямым волнам или отрицательными, т. е. имеющими направление, противоположное направлению скорости основной волны волновода  $\nu_\phi$ . На рис. 12.15 наклонные прямые, проведенные через участки взаимодействия с одинаковым направлением электрического поля, характеризуют фазовые скорости отдельных пространственных гармоник, а также такие скорости электронов, при которых они в каждом участке внутри волновода будут встречать одну и ту же фазу поля (ускоряющего их или замедляющего), что и обеспечит длительность взаимодействия потока с выделенной пространственной гармоникой.

Например, линии с наклонами, соответствующими фазовым скоростям  $v_{nl}$  и  $v_{n2}$ , характеризуют прямые пространственные гармоники, а линия  $v_{01}$  — одну из обратных гармоник. Если электроны будут двигаться со скоростью  $v_{01}$  в сторону «входа» замедляющей структуры, т. е. против направления распространения энергии основной волны, они в каждом зазоре взаимодействия попадут в электрические поля одинакового направления, что приведет (как и в ЛБВ) сначала к группированию электронов в сгустки, а затем по мере их торможения к передаче энергии электромагнитному полю.

Завершая описание физического смысла и условий возникновения пространственных гармоник, следует сформулировать более четко их свойства.

В отличие от гармоник периодического по времени процесса, имеющих кратные частоты, все пространственные гармоники имеют одинаковую частоту колебаний со, но различные постоянные распространения  $k$  и соответственно разные фазовые скорости. Частота колебаний определяется либо внешним генератором, либо условием баланса стационарных колебаний автогенератора на ЛОВ.

Каждая из пространственных гармоник не существует как независимый объект, лишь их комбинация (сумма) образует реально наблюдаемый волновой процесс.

Групповая скорость всех пространственных гармоник одинакова, она определяется общим суммарным электромагнитным полем основной волны. Действительно, групповая скорость для каждой из пространственных гармоник  $v_{gp} = \frac{d\omega}{dk}$  не зависит от номера  $n$  этой гармоники, как это следует из (12.13).

Электронный поток эффективно взаимодействует с той составляющей (пространственной гармоникой) поля, фазовая скорость которой близка к скорости электронов. (Волны с другими фазовыми скоростями не обеспечивают длительного единообразного во времени воздействия на электронный поток и возможности обмена энергией с ним.)

Передача энергии от сгруппированного потока электронов одной из пространственных гармоник сопровождается возрастанием интенсивности всех остальных пространственных гармоник, т.е. интенсивности основной волны, которая и переносит энергию.

Пространственно-временные диаграммы распределения полей (см. рис. 12.15) позволяют увидеть еще одну особенность обратных волн. Если

фазовая скорость основной волны  $v_\phi$  с ростом частоты уменьшается (угол  $\alpha$  становится меньше), то фазовые скорости прямых волн  $v_{nl}$  и  $v_{n2}$  также уменьшаются, что соответствует нормальной дисперсии. При этом, однако, фазовая скорость обратных волн, например  $v_{01}$ , возрастает (угол  $\rho$  увеличивается), что свидетельствует об аномальной дисперсии этой группы пространственных гармоник.

Дисперсионная характеристика обратной волны  $v_\phi(\omega)$ , выбранной в качестве рабочей для ЛОВ, определяет регулировочную характеристику  $\omega(U_c)$  этого прибора (рис. 12.17). Усиление или режим генерации в ЛОВ происходит на той частоте, на которой фазовая скорость близка к скорости электронов. Равенство этих скоростей, или, как говорят, условие синхронизма, поэтому эквивалентно условию баланса фаз в автогенераторе.

Для возникновения автоколебаний в ЛОВ необходимо помимо этого еще и выполнение энергетического баланса: интенсивность СВЧ-поля в прикатодном участке ЛОВ должна поддерживаться поступлением энергии с противоположного конца структуры, где эта энергия передается полю от замедляемых электронных сгустков. Условие баланса приобретаемой полем и уходящей в нагрузку энергии достигается, если ток электронного пучка превышает пусковое значение. Усилительные ЛОВ, имеющие кроме выходного (прикатодного) вывода энергии еще и устройство для подвода входного сигнала на коллекторном краю структуры, работают, естественно, при токах, меньших пускового тока. В усилительном режиме ЛОВ используются редко и преимущественно в качестве перестраиваемого полосового фильтра.

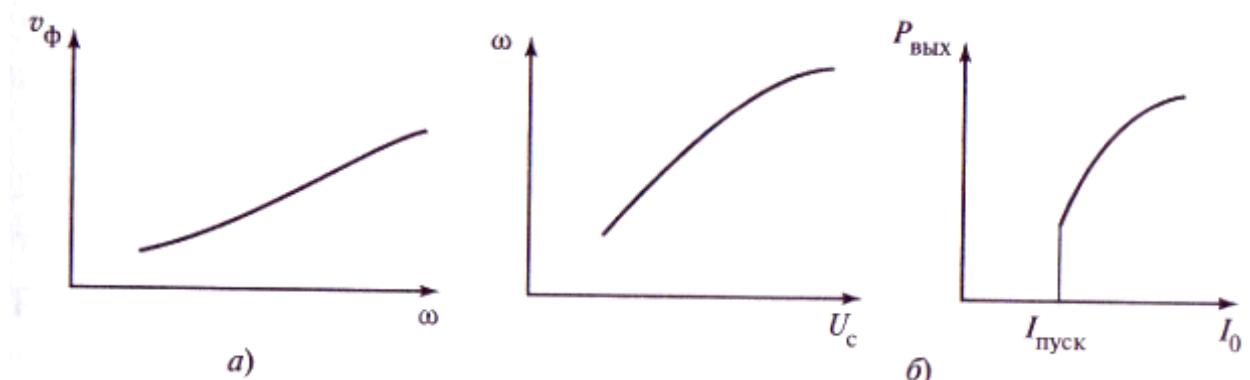


Рис. 12.17. Дисперсионная характеристика структуры (а) и регулировочные характеристики автогенератора на ЛОВ (б)

## Контрольные вопросы и задания

1. Определить начальную скорость электронов при напряжении на спирали относительно катода 800,1500,3000В.

2. Спираль имеет диаметр  $d$  и шаг  $h$ . Найти фазовую скорость волны в спирали.

h, мм	d, мм
	2
0,5	
1	5

3. Определить постоянную распространения (волновое число) для волны, имеющей на частоте 10 ГГц фазовую скорость, равную 0,1 с (с — скорость света)

4. Напряжение на спирали ЛБВ в центре зоны усиления 1100 В. Расстояние между вводом и выводом СВЧ-сигнала 20 см. Оценить время задержки сигнала в ЛБВ.

5. Через ЛБВ с полосой усиления 3,0-3,5 ГГц проходят сигналы с несущими частотами? третьего канала?

6. Для чего в ЛБВ и ЛОВ-О используется фокусировка электронного луча и как она осуществляется?

7. Почему поглотитель, устанавливаемый в баллоне ЛБВ, предотвращает самовозбуждение?

8. Изобразить и пояснить регулировочные характеристики ЛБВ - зависимости коэффициента усиления и набега фазы от ускоряющего напряжения?

9. Из-за чего возникают и как проявляются частотные и нелинейные искажения анодным блоком. Использование именно магнетронных автогенераторов в ЛБВ?

10. Зависят ли фазовые скорости пространственных гармоник от частоты?

11. Как в автогенераторе на ЛОВ осуществить модуляцию сигнала по амплитуде? По частоте!

12. Какие виды модуляции сигнала осуществимы в ЛБВ?

## Глава тринадцатая

# Усилители мощности и автогенераторы магнетронного типа

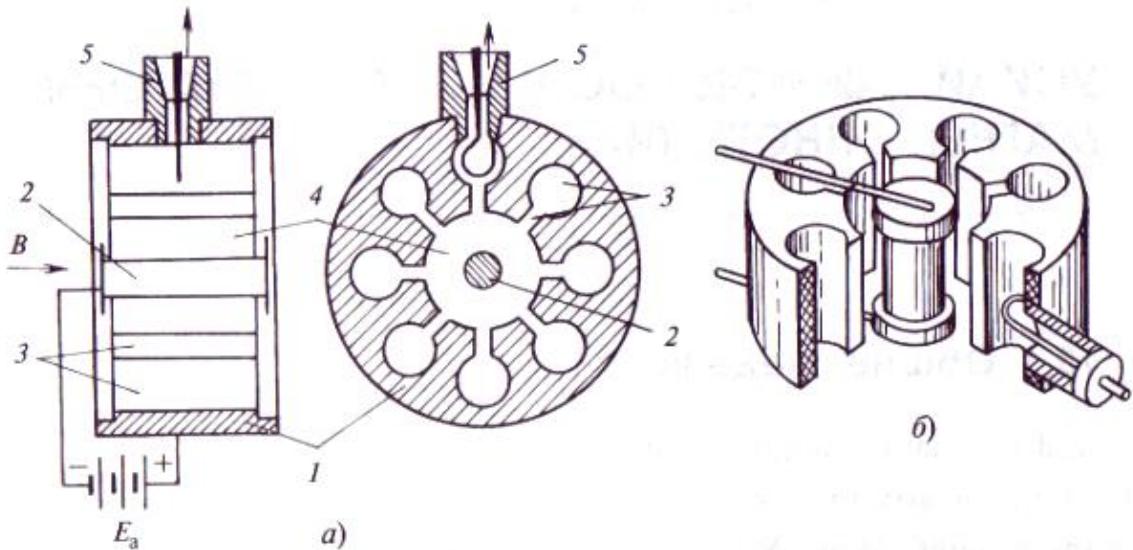
---

### 13.1. Общие сведения

Для генерации мощных СВЧ-колебаний применяют электронные приборы, в которых взаимодействие электронов с электрической составляющей поля СВЧ происходит в пространстве, где постоянное магнитное поле перпендикулярно постоянному электрическому полю. Термин «магнетрон» [от греческих слов *magnetis* и (*elek*)трон] используется с 20-х годов XX века, когда работами А. Хала, А. Жачека, А.А. Слуцкина, К. Окабе развивалась техника генерирования колебаний сантиметрового диапазона длин волн скрещенных электрическом и магнитных полях. В 1936г. Н.Ф. Алексеевым и Д.Е. Маляровым под руководством М.А. Бонч-Бруевича была создана конструкция многорезонаторного магнетрона с массивным анодным блоком. Использование именно магнетронных автогенераторов, позволяющих обеспечить пиковую мощность до сотен киловатт при КПД около 80 %, способствовало развитию радиолокационной техники в годы Второй мировой войны и после нее, широкому использованию устройств СВЧ-нагрева в бытовых и промышленных печах, развитию средств передачи энергии с помощью электромагнитных полей.

Базовым для семейства таких электронных приборов является многорезонаторный магнетрон, разрез которого показан на рис. 13.1, а, а вид резонаторного блока — на рис. 13.1,6.

Статическое электрическое поле прикладывается между катодом 2 и анодным блоком I; статическое магнитное поле создается между торцами блока I; кольцевая система резонаторов образована цилиндрическими полостями и щелями в анодном блоке; вывод СВЧ-энергии 5 связывает магнетрон с нагрузкой. Электроны движутся в пространстве между катодом и анодом в скрещенных электрическом и магнитном полях.



**Рис. 13.1. Разрез многорезонаторного магнетрона без внешней магнитной системы:**

1 — анодный блок с системой цилиндрических резонаторов типа «щель—отверстие» 3; 2 — катод с выводами подогревателя; 4 — пространство взаимодействия электронов с электрическим и магнитным полями; 5 — коаксиальный вывод энергии СВЧ

### 13.2. Движение электронов в скрещенных электрическом и магнитном полях

Рассмотрим поведение одиночного электрона, находящегося в точке 1 (рис. 13.2) с нулевой начальной скоростью в однородном пространстве с вектором напряженности статического электрического поля  $|E| = E_a/d$  и ортогональным ему вектором магнитной индукции  $B$ , где  $E_a$  — анодное напряжение;  $d$  — расстояние между анодом и катодом.

Движение электрона в трехмерном пространстве ( $x, y, z$ ) описывается дифференциальным уравнением

$$m \frac{d\mathbf{v}_{3J}}{dt} = -e\mathbf{E} - e[\mathbf{v}_{3J} \times \mathbf{B}], \quad (13.1)$$

где  $m$  и  $e$  — соответственно масса и заряд электрона;  $\mathbf{v}_{3J}$  — вектор скорости электрона (в скобках — векторное произведение). При нулевой начальной скорости (точка 1) отрицательно заряженный электрон начинает движение по направлению к положительно заряженному аноду, а наличие магнитного поля за счет силы Лоренца искривляет его траекторию, которая в плоскости ( $x, y$ ) представляет собой циклоиду (показана на рис. 13.2 штриховой линией). Эту кривую можно представить как след точки, находящейся на ободе круга

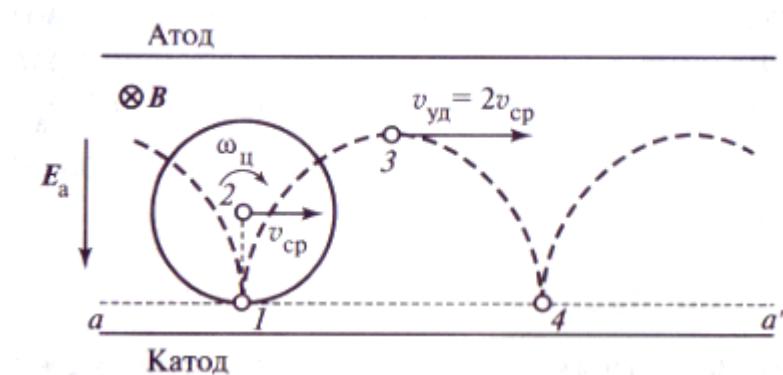


Рис. 13.2. Траектория движения электрона в однородных скрещенных электрическом и магнитном полях

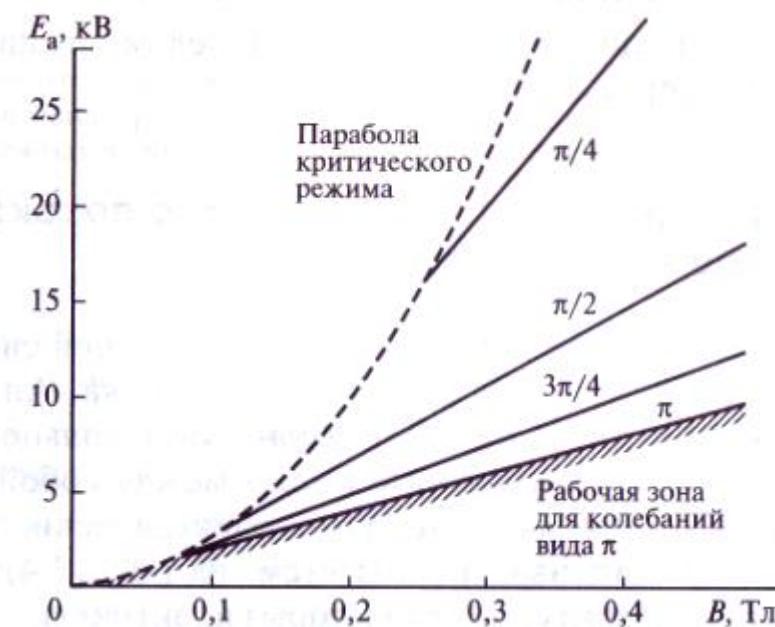


Рис. 13.3. К выбору анодного напряжения и магнитной индукции в 8-резонаторном магнетроне

радиусом  $r = E_a m / (B^2 ed)$ , где  $B = |B|$ , который катится по линии  $a - a'$ , параллельной катоду. За период циклоиды (между точками 1 и 4) полная энергия электрона не изменяется, его кинетическая энергия  $mv_{\text{зл}}^2/2$  имеет нулевое значение в точках останова 1 и 4, максимальное — в точке 3 на вершине циклоиды. Средняя скорость перемещения электрона вдоль линии  $a - a'$ .

$$v_{cp} = E_a / Bd , \quad (13.2)$$

а наибольшее отклонение  $h = 2E_a / (B^2 ed)$  положения электрона от линии  $a - a'$  равно удвоенному радиусу циклоиды. Циклоидальное движение прерывается при попадании электрона на анод, если  $h > d$ . В плоскости параметров  $(E_a, B)$  (рис. 13.3) парабола критического режима отделяет область, лежащую левее нее, где невозможно циклоидальное движение, от рабочей области, лежащей правее.

Для цилиндрической конструкции магнетрона  $d = r_a - r_k$ , где  $r_a$  — радиус анода и катода, уравнение параболы критического режима имеет вид

$$E_{a,kp} = e(r_a - r_k)^2 B_{kp}^2 / 2m. \quad (13.3)$$

Если высокочастотных полей в пространстве между анодом и катодом нет, то каждый электрон в облаке, находящемся около нагревого катода, движется по циклоидам параллельно катоду со средней скоростью  $v_{ср}$ , (13.2). В цилиндрической конструкции каждый электрон движется по эпициклоидам, а облако в целом вращается вокруг катода с угловой скоростью  $\omega_{\Pi} = eB/m$ .

### 13.3. Структура поля и электронного потока при генерации СВЧ-мощности

Рассмотрим вначале характеристики колебательной системы резонаторов магнетрона без учета электронного потока. Анодный блок магнетрона (см. рис. 13.1) содержит свернутую в кольцо цепочку из  $N$  колебательных контуров, которые имеют между собой магнитные связи через поля рассеяния на торцах и электрические связи через емкости на общий катодный цилиндр (см. на рис. 13.4). Предположим вначале, что все контуры (резонаторы) идентичны.

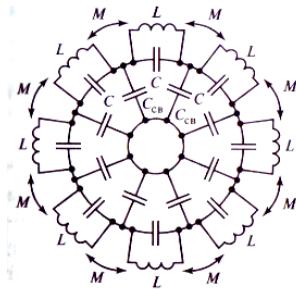
Единый колебательный процесс в такой системе может происходить только при условии, что сумма фазовых сдвигов  $\varphi$  между высокочастотными колебаниями в соседних резонаторах по замкнутому кольцу кратна  $2\pi$ :

$$\varphi N = 2\pi n. \quad (13.4)$$

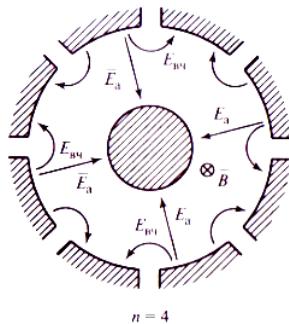
Здесь  $n = \pm 1, \pm 2, \dots$  — целое число периодов повторения картины поля по кольцу, которое называют номером вида колебаний. На рис. 13.5 показана структура поля для 8-резонаторного магнетрона, при колебаниях вида  $n$ .

Число различных видов колебаний не превышает половины числа резонаторов  $|n| < N/2$ . Если число резонаторов четное, то наибольшее значение номера вида колебаний  $n = N/2$  соответствует противофазным колебаниям в соседних резонаторах  $\varphi = \pi$ . При нечетном числе резонаторов противофазный вид колебаний не образуется, но магнетрон может функционировать.

Повторяющийся при движении вокруг катода вид поля можно представить волной, бегущей от одного резонатора к другому, которая



**Рис. 13.4. Эквивалентная схема кольцевой системы резонаторов с емкостными и индуктивными связями**



**Рис. 13.5. Структура высокочастотного поля для колебания вида  $k$  в 8-резонаторном магнетроне**

рая для каждого значения  $n$  имеет такую скорость, что за время движения между соседними резонаторами фаза поля ср изменяется в точности на значение, соответствующее условию (13.4). Для колебания вида тс скорость волны такая, что полный обход анодного блока совершается за  $N/2$  периодов высокочастотного поля. Для значений  $n < N/2$  скорость движения волны увеличивается настолько, что полный обход анодного блока совершается за меньшее число периодов. Например, при  $n = 1$  он происходит за один период высокочастотного поля. При  $n = 0$  колебания во всех резонаторах должны были бы происходить синфазно, но такой вид невозможно возбудить с помощью движущихся по кольцу электронных сгустков, так как их скорость не может быть бесконечной. При направлении векторов статических электрического и магнитного полей, указанном на рис. 13.5, средняя скорость движения электронов  $v_{cp}$  направлена по часовой стрелке, поэтому в магнетроне могут возбуждаться виды колебаний с положительными значениями  $n = 1, 2, \dots, N/2$ .

Система из  $N$  связанных контуров с одинаковой собственной резонансной частотой  $f_0$  имеет  $N$  частот связы, значения которых могут немного отличаться от  $f_0$  из-за взаимных связей. Если высота (длина) анодного блока в направлении вектора магнитного поля заметно превышает расстояние между серединами резонаторов, то наибольшее значение имеют емкостные связи резонаторов с катодом  $C_{cb}$  (см. рис. 13.4). Для более короткой конструкции анодного блока основную роль играют индуктивные связи резонаторов через торцы, которые характеризуются значением взаимной индуктивности  $M$ .

При учете только емкостных связей  $C_{\text{св}}$  частоты связи определяются выражением

$$f_n / f_0 = 1 / \sqrt{1 - (C_{\text{св}} / 2C)(1 - \cos \varphi_n)}$$

где  $f_0 = 1 / (2\pi\sqrt{LC})$  — собственная резонансная частота;  $C_{\text{св}}/C$  — коэффициент емкостной связи. Из (13.5) с учетом (13.4) получаем зависимость частот связи  $f_n$ , от сдвига фаз колебаний в соседних резонаторах  $\varphi$ , график которой показан на рис. 13.6 сплошной линией. Если учитывать только индуктивные связи, то зависимость частот

связи определяется выражением  $f_n / f_0 = 1 / \sqrt{1 - (2M/L)\cos \varphi_n}$ . Ее график представлен на рис. 13.6 штриховой линией. Из рис. 13.6 видно, что частота  $f_\pi$  для колебания вида я отличается от собственной частоты каждого резонатора на значение, пропорциональное коэффициенту связи.

Для устойчивой работы магнетрона принимают меры, чтобы частота связи  $f_n$  выбранного вида колебаний отличалась от частот соседних видов колебаний на 10...20 %. Наиболее подходящим для работы магнетрона является колебание вида я, так как для него требуется наименьшая скорость движения электронов и, следовательно, наименьшее анодное напряжение. Как будет показано ниже, колебание вида я имеет наибольший КПД среди других видов.

Для отделения частоты  $f_\pi$  от частот соседних видов колебаний в равнорезонаторном магнетроне вводятся кольцевые связки по торцевым плоскостям: одна — для четных сегментов, другая — для нечетных. Каждая из связок соединяет точки сегментов через один, так что для колебания вида я эти точки являются эквипотенциальными,

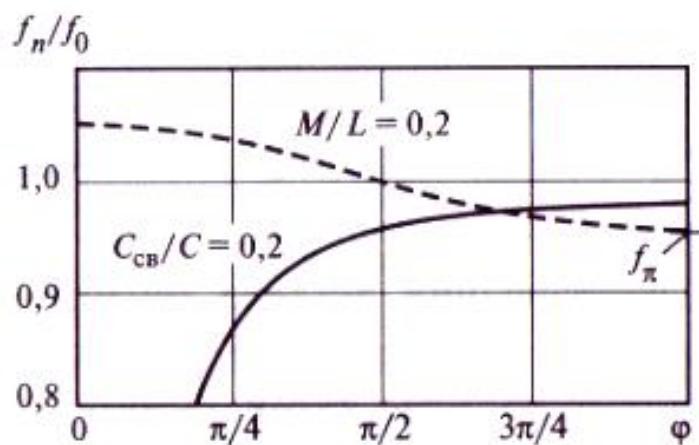
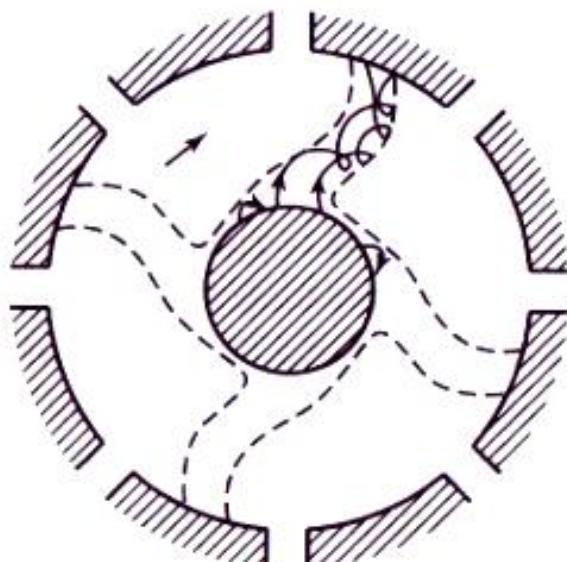


Рис. 13.6. Зависимость частот связи кольцевой системы из одинаковых резонаторов от сдвига фаз колебаний в соседних резонаторах при учете емкостных (сплошная линия) и индуктивных связей (штриховая линия)

поэтому наличие связок не вносит дополнительных потерь. Для всех других видов колебаний по связкам протекают токи, которые смещают частоты этих видов колебаний и понижают для них добротность колебательной системы. Разделение видов колебаний достигается также в разнорезонаторной конструкции анодного блока: соседние резонаторы различаются, а через один резонатор их форма повторяется. В этом случае частота  $f_\pi$  заметно отличается от частот соседних видов колебаний.

Допустим, что после включения питающего напряжения высокочастотные колебания в магнетроне установились на одном из видов. Рассмотрим характер движения электронов при учете трех полей: постоянного электрического, постоянного магнитного и бегущего высокочастотного электрического. Будем считать, что средняя скорость дрейфа электронов, двигающихся по циклоидальным траекториям, совпадает по направлению и значению со скоростью движения волны высокочастотного поля. Из рис. 13.5 видно, что при круговом обходе системы резонаторов имеется  $n$  направлений, в которых тангенциальная составляющая высокочастотного электрического поля  $E_{вч}$  направлена в ту же сторону, в которую дрейфуют электроны. Поэтому на этих участках вектор средней скорости поворачивается в сторону анода, а на участках, где  $E_{вч}$  имеет противоположное направление — в сторону катода.

При синхронном движении электронов и вращающегося поля происходит группирование электронов, как показано на рис. 13.7. Электроны, находящиеся вблизи тормозящей фазы высокочастотного поля, наряду с вращением всего сгустка вокруг катода перемещаются в сторону анода. Для других электронов, находящихся вблизи противоположной фазы высокочастотного поля, суммарный вектор электрического



**Рис. 13.7. Формирование электронных сгустков в магнетроне при  $i = 4$**

поля наклоняется в противоположном направлении, так что электрон приближается к катоду. Таким образом, в генерирующем магнетроне происходит образование электронных сгустков, располагающихся вблизи тормозящей фазы вращающегося высокочастотного поля. Их называют «спицами» или «язычками». Число таких язычков равно числу периодов поля по кольцу, т. е. числу  $n$ . Язычки вращаются вокруг катода со скоростью  $v_{cp}$ , а их форма изменяется по мере удаления от катода: около катода электронный поток почти несгруппирован, вблизи анода язычки уплотняются. Благодаря действию пространственного заряда происходит ограничение максимальной плотности заряда и амплитуды высокочастотных колебаний в установившемся режиме генерации.

В мощном генерирующем магнетроне те электроны, которые попадают в область ускоряющего высокочастотного поля и направляются к катоду, могут его бомбардировать и выделять на катоде энергию удара, в результате чего температура катода повышается. Выпускают магнетроны, в которых после начала генерации рекомендуют выключать напряжение питания накала, а нужная температура катода поддерживается именно таким эффектом бомбардировки благодаря энергии источника анодного тока.

Для взаимодействия электронов с высокочастотным полем в магнетроне требуется полный синхронизм движения электронных сгустков и электрического поля. Скорость движения электронов определяется выражением (13.2), в котором нужно положить

$d = r_a - r_k$ . Фазовая скорость волны по линии со средним радиусом  $r_{cp} = (r_a + r_k)/2$  составляет  $v_\phi = 2\pi f r_{cp} / n$ . Отсюда условие синхронизма  $v_{cp} = v_\phi$  движения волны и поля можно записать в виде

$$E_a = 2\pi f \frac{r_a^2 - r_k^2}{2} \frac{B}{n}$$

На рис. 13.3 нанесены линии, соответствующие значениям анодного напряжения на линии синхронизма по (13.6) для 8-резонаторного магнетрона (для простоты принято  $f=f_0$ ). Из графика видно, что для поддержания колебаний вида  $\text{L}$  требуется наименьшее по сравнению с другими видами значение анодного напряжения, что является достоинством выбора именно этого вида колебаний.

Если при постоянной магнитной индукции  $B = \text{const}$  увеличивать анодное напряжение, то условие синхронизма (13.6) выполняется не при единственном значении  $E_a$ , а в некотором интервале вблизи значения, оговоренного условием (13.6), из-за того, что частота генерации  $f$  может отклоняться от резонансной частоты высокодобротной колебательной системы  $f_n$  в пределах, которые определяются выполнением баланса амплитуд на частотах, лежащих вблизи  $f$ . На рис. 13.3 штриховкой даны

примерные границы области допустимых значений анодного напряжения и магнитной индукции для колебания вида л.

## 13.4. Характеристики и параметры магнетронных автогенераторов

### 13.4.1. Коэффициент полезного действия

Одним из наиболее важных параметров магнетрона, по которому он имеет преимущества перед другими генераторами СВЧ-диапазона, является электронный КПД, равный отношению полезной высокочастотной мощности первой гармоники выходной частоты  $P_{1K}$  мощности, потребляемой от источника анодного питания:  $\eta_s = P_{1K}/P_0$ . Точный расчет колебательной мощности  $P$ , через ток первой гармоники затруднен сложным характером движения отдельных электронов в скрещенных статических полях при учете периодического по углу изменения структуры высокочастотного поля, необходимостью учитывать форму сгустка и влияние в нем пространственного заряда. Такие расчеты с некоторыми приближениями проводятся разработчиками магнетронных генераторов. Для оценки предельных КПД, присущих таким электронным приборам, можно заменить расчет полезной мощности вычислением мощности рассеивания в виде потерь тепла и использовать закон сохранения энергии.

Особенность принципа генерирования в магнетроне состоит в том, что анода достигают лишь те электроны, которые при взаимодействии с полем отдают ему свою энергию, находясь в благоприятной для этого процесса фазе вращающегося поля. Составим энергетический баланс для одиночного электрона, который движется по циклоидальной траектории вокруг катода, смещается в сторону анода и заканчивает свое движение ударом о боковую поверхность анодного сегмента.

Поскольку циклоидальная траектория есть след точки на ободе колеса, которое катится вдоль катода, то наибольшая скорость движения и одновременно скорость удара о поверхность анодного сегмента  $v_{уд}$  достигается (см. рис. 13.2) в верхней точке такого колеса, которая наиболее удалена от линии качения. Значение этой наибольшей скорости в 2 раза выше, чем средняя скорость дрейфа:  $v_{уд} = 2v_{ср} = 2E_a/(Bd)$ .

Кинетическая энергия удара электрона об анод составляет при этом

$W_{y\partial} = m v^2_{y\partial}/2 = 2mE_a^2/(B^2 d^2)$ , где  $m$  — масса электрона. Исходная полная потенциальная энергия электрона, которой он обладал, находясь на уровне катода, по отношению к его положению на аноде, составляет  $W_{полн} = eE_a$ . КПД электрона, который имел энергию  $W_{полн}$ , часть ее преобразовал в полезную энергию высокочастотного поля, а оставшуюся — в энергию удара об анод, можно записать в виде соотношения  $\eta_s = 1 - W_{y\partial}/W_{полн} = 1 - (2m/(ed))^2 (E_a/B^2)$ . Заменив здесь множитель  $2m/(ed)$  через параметры параболы критического режима  $E_{a,kp}$  и  $B_{kp}$  по (13.3), получим

$$\eta_s = 1 - \frac{E_a/E_{a,kp}}{(B/B_{kp})^2} \quad (13.7)$$

Из (13.7) следует, что при выборе значений  $E_a$  и  $B$  вблизи параболы критического режима КПД стремится к нулю, но по мере удаления от нее при выполнении условия синхронизма (13.6) он возрастает, не имея принципиального теоретического предела. Действительно, если в генерирующем магнетроне использовано достаточно высокое отношение  $B/B_{kp}$ , то радиус циклоиды  $r = E_a m / (B^2 ed)$  будет мал по сравнению с расстоянием между анодом и катодом  $d$ . Скорость  $v_{уд}$  и кинетическая энергия  $W_{уд}$  его удара об анод определяются последним циклом движения после очередной остановки и могут быть сколь угодно малыми, если радиус циклоиды стремится к нулю.

Таким образом, в магнетроне и ряде подобных приборов могут быть достигнуты предельно высокие значения КПД. Конструкция магнетрона с цилиндрическим катодом и внешним цельнометаллическим анодным блоком позволяет формировать большой поток электронов и эффективно отводить рассеиваемое на аноде тепло. Поэтому магнетрон позволяет получить предельно высокие значения как полной высокочастотной мощности (в непрерывном режиме — до сотен киловатт, в импульсном — до десятков мегаватт) так и КПД (до 90 %). С помощью магнетронов создают эффективные печи для СВЧ-нагрева и для другой технологической обработки; разрабатывают и производят устройства преобразования мощности источника питания в мощность СВЧ-колебаний для межспутниковых систем электроснабжения по электромагнитному лучу, для передачи промышленного количества мощности по сверхпроводящему волноводу и др.

### 13.4.2. Рабочие характеристики

Эксплуатационные свойства магнетрона при вариациях анодного напряжения и магнитной индукции описываются рабочими характеристиками, которые представляют собой вольт-амперные характеристики, снятые при условиях  $B = \text{const}$ ,  $P_h = \text{const}$ ,  $f-f_0 = \text{const}$  или  $\eta_3 = \text{const}$ . Рабочие характеристики принято строить, располагая по горизонтальной оси ток луча  $I_0$ , а по вертикальной оси анодное напряжение  $E_a$ , хотя питается прибор от источника напряжения.

Рабочая характеристика магнетрона при условии  $B = \text{const}$  (рис. 13.8, а) представляет собой пологую кривую, которая расположена тем выше, чем больше значение  $B$  в соответствии с условием синхронизма (13.6). Она соответствует изменению анодного напряжения на рис. 13.3 по вертикальной линии  $B = \text{const}$ . При значении  $E$  ниже порогового самовозбуждение магнетрона отсутствует и анодный ток прекращается, поэтому характеристики на рис. 13.8, а

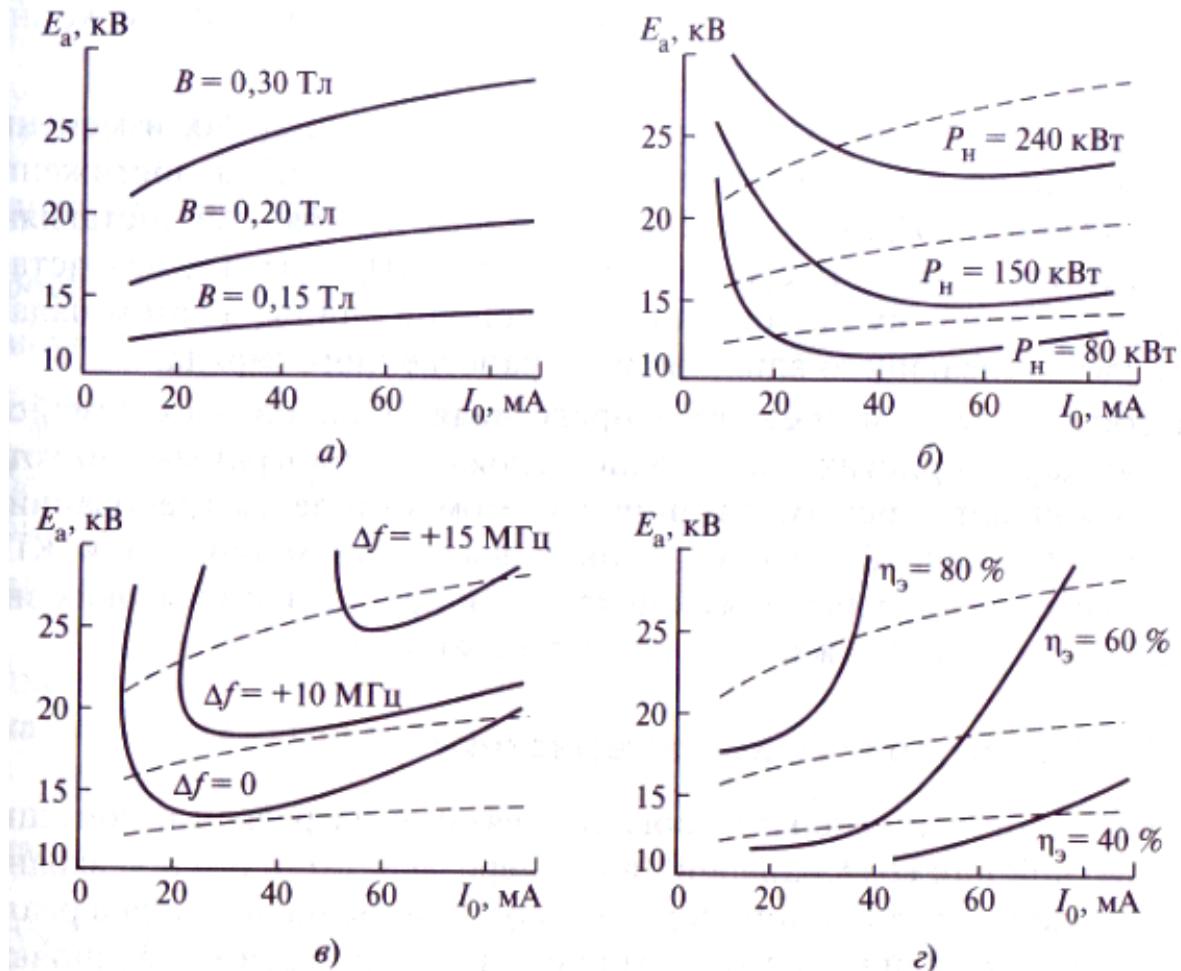


Рис. 13.8. Пример рабочих характеристик магнетрона при постоянной магнитной индукции (а), постоянной выходной мощности (б), постоянной частоте (в) и постоянном КПД (г):

штриховыми линиями даны линии  $B = \text{const}$  не выходят из начала координат. Фактически эта зависимость представляет собой ВАХ магнетрона, которая должна учитываться при расчете, например, импульсного модулятора для такого источника сигнала.

Рабочие характеристики при постоянной мощности в нагрузке  $P_n = \text{const}$  (рис. 13.8, б) на плоскости  $(E_a, I_0)$  были бы близки к гиперболам, которые получались бы, если бы изменение КПД было незначительным:  $E_a = P_n / (\eta_\vartheta I_0)$ . Падение КПД при малых и больших значениях постоянной составляющей анодного тока обуславливает отличие этих кривых от гиперболических.

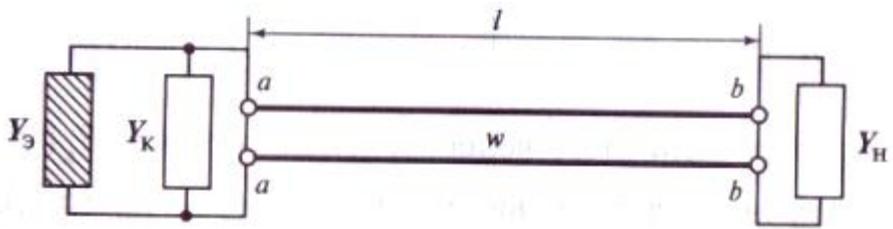
На рис. 13.8, в показаны линии равных отклонений частоты генерации от номинальной  $\Delta f = (f - 2800)$  МГц. При увеличении анодного напряжения генерируемая частота возрастает в соответствии с условием синхронизма (13.6). Это явление называют *электронным смещением частоты*. Однако при больших значениях анодного тока  $I_0$  растет мощность рассеивания на аноде и при недостаточном уровне его охлаждения может происходить температурное линейное расширение резонаторного блока, в результате чего собственная частота резонаторов, а вслед за ней и частота генерации снижаются. При повышенной магнитной индукции в соответствии с (13.6) тем же значениям  $E_a$  соответствует более низкая частота.

На рис. 13.8, г показаны линии постоянного КПД. Их изменение на фоне линий  $B = \text{const}$  отражает факт, состоящий в достижении максимального КПД при средних значениях постоянной составляющей анодного тока: с ростом анодного тока КПД вначале возрастает из-за улучшения группирования электронов в спицы, а затем падает из-за расталкивающего влияния пространственного заряда.

Производители магнетронов представляют набор всех семейств рабочих характеристик в виде одной сложной номограммы, по которой и выбирается режим питания с учетом комплекса требований и влияний. Предельно высокие уровни выходной мощности и КПД обычно ограничены явлениями искрения и пробоя из-за высоких значений анодного напряжения и магнитной индукции.

### 13.4.3. Нагрузочные характеристики

Магнетронный генератор обычно связан с нагрузкой с помощью волноводной или коаксиальной линии передачи. Комплексное входное сопротивление такой линии передачи со стороны магнетрона в реальных условиях отличается от активного и не совпадает с волновым. Эквивалентная схема, в которой комплексными проводимостями учитывается влияние электронной проводимости  $Y_s$  активного элемента — магнетрона, его колебательной системы  $Y_K$  и нагрузки  $Y_n$ , а



**Рис. 13.9. Эквивалентная схема магнетронного автогенератора, связанного с нагрузкой с помощью линии передачи**

в линии передачи учитываются только ее длина  $l$  и волновое сопротивление  $w$ , показана на рис. 13.9.

Уровень согласования в линии характеризуется комплексным коэффициентом отражения  $s_{omp} = \Gamma \exp(-j\varphi)$ , где  $\Gamma$  — модуль коэффициента отражения в сечении  $a-a$ ;  $\varphi$  — его фаза. Модуль коэффициента отражения связан с коэффициентом стоячей волны  $k_{cb}$  соотношением

$$\Gamma = (k_{cb} - 1)/(k_{cb} + 1).$$

Разность фаз падающей и отраженной волн  $\varphi$  в сечении  $a-a$  равна сумме удвоенного хода волны между сечениями  $a-a$  и  $b-b$  и фазовому сдвигу сигнала на нагрузке  $\varphi_n$ :

$$\varphi = 4\pi fl/v_\phi + \varphi_n, \quad (13.8)$$

где  $v_\phi$  — фазовая скорость волны в линии. В коаксиальной линии с диэлектриком фазовая скорость волны в  $\sqrt{\varepsilon_0}$  раз меньше, чем скорость света  $c = 3 * 10^8$  м/с, где  $\varepsilon_0$  — электрическая постоянная. В прямоугольном волноводе фазовая скорость больше, чем скорость света:  $v_\phi = c/\sqrt{1-(\lambda/2a)}$ , где  $a$  — размер широкой стенки волновода;  $\lambda$  — длина волны в свободном пространстве. Электрическая длина линии  $fl/v_\phi = l/\lambda$  равна числу длин волн  $\lambda$ , которое укладывается на длине линии.

Нагрузочные характеристики описывают влияние модуля коэффициента стоячей волны и фазы коэффициента отражения от нагрузки на частоту генерации  $f$  и мощность в нагрузке  $P_n$ .

Для расчета частоты  $f$  и мощности  $P_n$  пересчитаем проводимость нагрузки  $Y_n$  от сечения  $b-b$  к сечению  $a-a$  и представим ее в виде суммы  $Y'_n(f) = G'_n(f) + jB'_n(f)$  приведенных активной и реактивной составляющих:

$$G'_n(f) = (1 - T^2)/[w(1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos \Phi)]; \quad (13.9)$$

$$B'_n(f) 2\Gamma \sin/[w(1 + \Gamma^2 + 2\cos\varphi)] \quad (13.10)$$

Реактивная проводимость колебательной системы  $B_k(f) = \text{Im } Y_k$  может быть представлена в виде  $B_k(f) \approx 2(f - f_0)/(\rho f_0)$ , где  $\rho = \sqrt{L/C}$  — характеристическое сопротивление;  $f_0 = 1/(2\pi\sqrt{LC})$  — собственная частота;  $L$  и  $C$  — эквивалентные индуктивность и емкость. Активная составляющая проводимости колебательной системы в режиме генерации компенсируется отрицательной активной составляющей электронной проводимости активного элемента  $Y_3 = G_3 + jB_3$ .

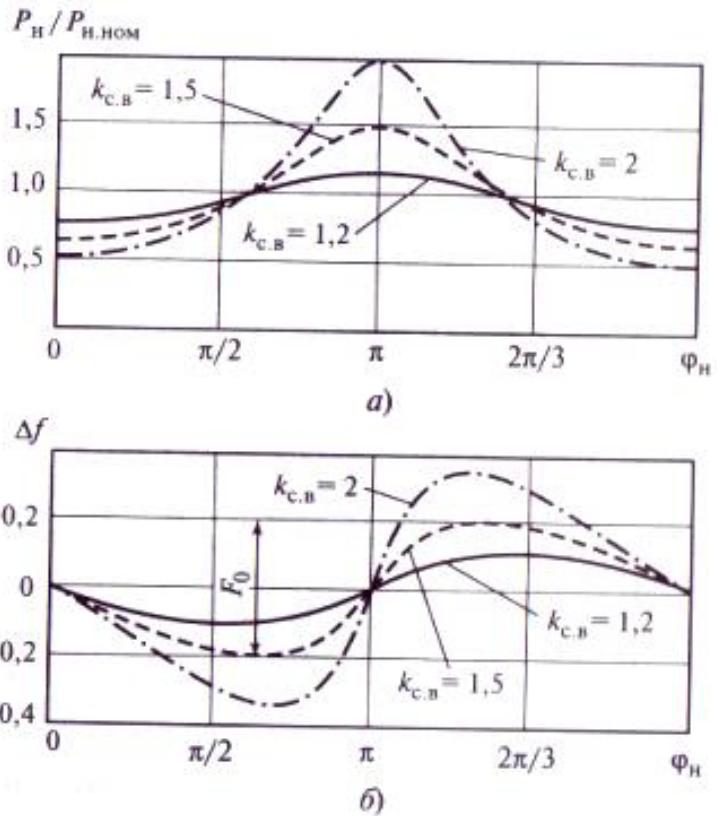
Активная  $G_3$  и реактивная  $B_3$  составляющие электронной проводимости в общем случае зависят от частоты  $f$  и амплитуды генерации  $U$ . Совместное решение уравнений баланса активных реактивных составляющих в сечении  $a-a$  (см. рис. 13.9) определяет значения  $f$  и  $U$ .

Предположим вначале: электрическая длина линии настолько мала, что  $\varphi = \varphi_n$ ; реактивная составляющая электронной проводимости магнетрона  $B_3$  не зависит от амплитуды колебаний, а активная  $G_3$  не зависит от частоты. Тогда из уравнения баланса реактивных проводимостей находится частота генерации, а затем из уравнения баланса активных проводимостей — амплитуда колебаний. При дополнительном условии, что запас по самовозбуждению магнетрона при различных значениях модуля и фазы коэффициента отражения от нагрузки достаточно велик, так что напряжение  $U$  в сечении  $a-a$  можно считать постоянным, мощность в нагрузке пропорциональна активной составляющей проводимости  $P_n = 0,5 U^2 G'_n$ , а отклонение частоты от резонансной пропорционально реактивной составляющей проводимости:  $f - f_0 = -f_0(\rho/2)B'_n$ .

На рис. 13.10 с помощью соотношений (13.9) и (13.10) построены зависимости мощности в нагрузке и частоты от фазы нагрузки  $\varphi_n$  при разных значениях  $k_c$ .

Из графиков на рис. 13.10 видно, что при рассогласованном тракте мощность в нагрузке может принимать значения, заметно отличающиеся от номинального значения  $P_{n,\text{ном}} = U^2/2w$ . Такое явление объясняется тем, что автогенератор при большом запасе по самовозбуждению представляет собой источник напряжения постоянной амплитуды, который отдает в нагрузку мощность  $P_n = U^2 G'_n$  пропорционально внесенной активной проводимости.

При фазе коэффициента

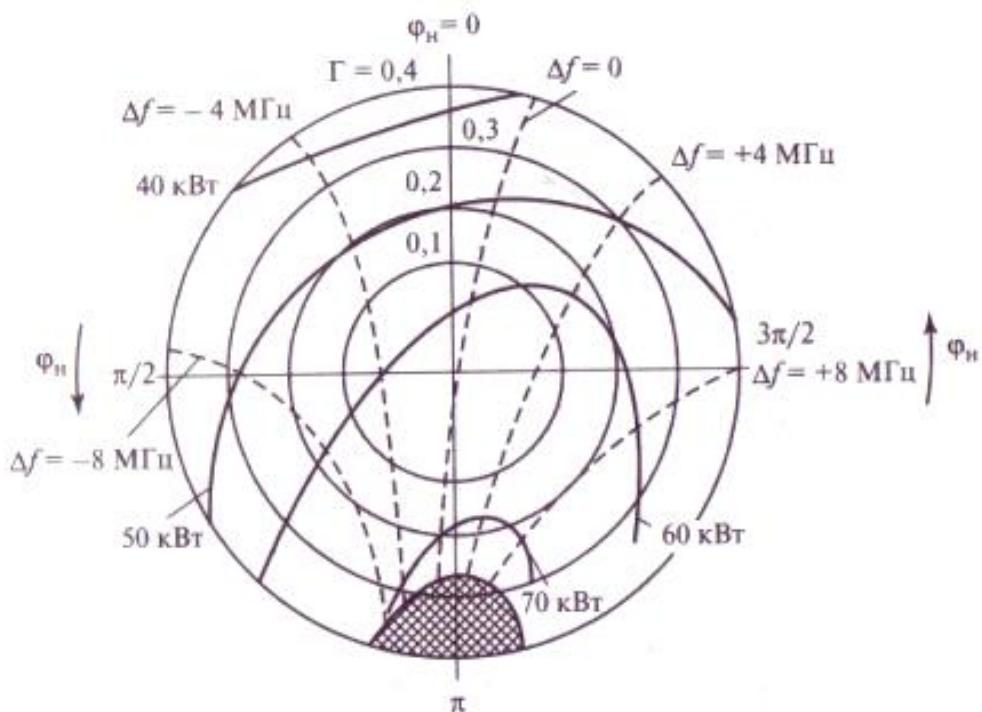


**Рис. 13.10. Влияние  $k_{c,b}$  и фазы коэффициента отражения на мощность в нагрузке (а) и отклонение частоты генерации от резонансной при коротком тракте (б)**

отражения от нагрузки  $\varphi_H = \pi$  проводимость нагрузки  $G'_H$  и соответственно мощность в нагрузке наибольшая, а при  $\varphi_H = 0$  — наименьшая. Вместе с тем попытка получить заметное превышение мощности в нагрузке над номинальной приводит к внесению из нагрузки такой значительной проводимости, что запас по самовозбуждению падает, амплитуда колебаний уменьшается и может произойти срыв самовозбуждения.

Нагрузочные характеристики реального магнетронного генератора часто приводят в виде линий постоянной частоты и мощности в нагрузке на круговой диаграмме входных проводимостей линии в сечении  $a-a$  (рис. 13.11). В таких координатах показанные на рис. 13.10 линии постоянного  $k_{c,b}$  являются концентрическими окружностями, а фаза  $\varphi_H$  — азимутом диаграммы.

Заштрихованная область на диаграмме рис. 13.11 соответствует ситуации, когда из-за рассогласования нагрузки в колебательную систему вносится настолько большая активная проводимость, что запас по самовозбуждению уменьшается и режим автоколебаний становится неустойчивым.



**Рис. 13.11. Нагрузочные характеристики магнестронного генератора на круговой диаграмме проводимостей (линии постоянных значений частоты)**

Вариации частоты при изменении фазы  $\phi_H$  в пределах от  $-\pi$  до  $k$  характеризуют эффект затягивания частоты. Техническим паспортным параметром, который указывают производители электронных СВЧ-приборов, является коэффициент затягивания  $F_0$  (см. рис. 13.10), равный наибольшему отклонению частоты  $\Delta f_{\max}$  при  $\Gamma = 0,2$ , что соответствует  $k_{ce} = 1,5$ . Для произвольного  $k_c$  коэффициент затягивания частоты

$$F_3 \approx 1,2 F_0 (k_{ce}^2 - 1)/k_{cb}.$$

Затягивание частоты представляет собой нежелательное явление и может привести к скачкам частоты и мощности или к гистерезисным явлениям при перестройке, что становится особенно заметным при увеличении электрической длины линии связи. Для того чтобы понять причину таких явлений, нужно найти частоту колебаний из совместного графического решения уравнения баланса реактивных проводимостей и уравнения (13.8), не ограничиваясь малой длиной линии. На плоскости фазочастотных характеристик (рис. 13.12) линия 1, построенная по уравнению  $f = (\varphi - \phi_H) v_\varphi / \varphi / (4\pi l)$  представляет собой прямую, выходящую из точки  $\varphi = \phi_H$ . При нулевой длине тракта эта прямая вертикальна, а с увеличением длины линии наклон возрастает. Линия 2 построена по уравнению  $f/f_0 = 1 - [(\rho/\omega)\Gamma \sin \varphi] / (1 + \Gamma^2 + 2\Gamma \cos \varphi)$ , которое следует из баланса реактивных проводимостей. Точки пересечения этих линий определяют установившиеся

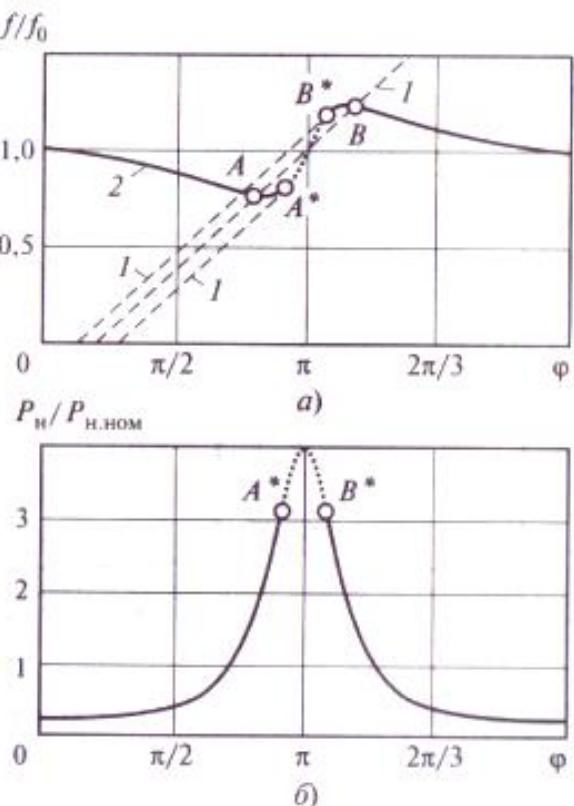
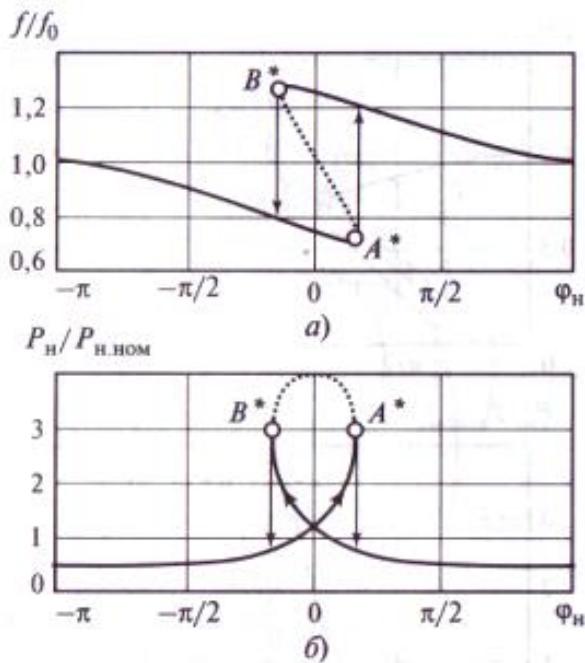


Рис. 13.12. Графическое решение уравнения фазочастотной характеристики (линии **I**) и уравнения баланса реактивных проводимостей (линия **2**) *а* для определения стационарных значений частоты, фазы  $\varphi$  и мощности в нагрузке  $P_H$  (*б*)

значения фазы  $\varphi$  и частоты  $f$ , по которым с помощью уравнения (13.9) можно определить мощность в нагрузке  $P_H$ .

Если эффект затягивания частоты небольшой, то линии **1** и **2** пересекаются в одной точке и результирующие зависимости  $P_H(\varphi_H)$  и  $\Delta f(\varphi_H)$  лишь незначительно количественно отличаются от представленных на рис. 13.10. При достаточно большой электрической длине линии передачи и заметном рассогласовании нагрузки крутизна  $df/d\varphi$  фазочастотной характеристики линии **1** может оказаться меньше, чем наибольшая (при  $\varphi = n$ ) крутизна линии **2**, как показано на рис. 13.12. Из возникающих трех точек пересечения при непрерывном режиме работы автогенератора устойчивыми оказываются две точки (они отмечены как *A* и *B* на рис. 13.12). Весь участок линии **2** между граничными значениями *A\** и *B\** является локально неустойчивым. При использованных для построения кривых на рис. 13.12 значениях параметров результирующие зависимости частоты и мощности от фазы коэффициента отражения  $\varphi_H$  имеют вид, показанный на рис. 13.13.

Двухчастотные колебания в магнетронном генераторе невозможны, поэтому в зоне значений  $\varphi_H$ , в которой возможны два локально устойчивых состояния, установится то колебание, которое



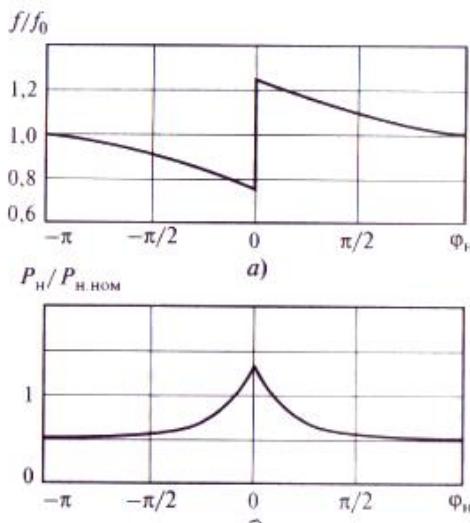
**Рис. 13.13. Влияние фазы нагрузки  $\Phi_H$  на частоту  $f$  колебаний (а) и мощность в нагрузке  $P_H$  (б) в непрерывном режиме работы магнетрона ( $\kappa_{c\sigma} = 4$ ;  $I/\lambda = 0,25$ ;  $\pi i \omega = 0,5$ )**

имеет наибольшую амплитуду и благодаря этому подавляет возможность нарастания амплитуды колебаний другого состояния [18]. В результате при непрерывном изменении фазы нагрузки  $\varphi_H$  возникает гистерезис со скачками частоты и амплитуды, показанный на рис. 13.13.

Однако если магнетрон работает в импульсном режиме, то ситуация изменяется, так как на переднем фронте каждого импульса оба возможных колебания конкурируют по скорости нарастания амплитуд, начиная от малых значений. При этом быстрее рост амплитуды будет происходить для того из двух колебаний, которое имеет больший запас по самовозбуждению, т.е. для колебания, у которого вносимая из нагрузки проводимость меньше. Поэтому в импульсном режиме происходят колебания без гистерезиса (рис. 13.14), зависимость мощности в нагрузке от фазы  $\varphi_H$  гладкая, а переход от одного типа колебания к другому с изменением  $\varphi_H$  происходит при равенстве для них вносимых проводимостей и сопровождается скачком частоты.

Указанные нежелательные явления называют *эффектом длиной линии*. Условие их отсутствия имеет вид

$$\frac{1}{\lambda} \leq \frac{5}{6} \frac{f}{F_0} \frac{k_{c\sigma}}{k_{c\sigma}^2 - 1} \quad (13.11)$$



**Рис. 13.14. Влияние фазы нагрузки  $\phi_n$  на частоту  $f$  колебаний (а) и на мощность в нагрузке  $P_n$  (б) в импульсном режиме работы магнетрона ( $k_{c,b} = 4$ ;  $I/\lambda = 0,25$ ;  $p/\omega = 0,5$ )**

Из (13.11) следует, что для устранения скачков частоты при фиксированной электрической длине линии  $l/\lambda$  нужно улучшать согласование линии с нагрузкой, приближая  $k_{c,b}$  к единице, а также выбирать магнетрон, имеющий на рабочей частоте / наименьший коэффициент затягивания  $F_0$ . С этой целью включают невзаимные развязывающие СВЧ-устройства типа ферритовых вентилей или циркуляторов, однако они имеют ограничения на максимальную проходящую мощность.

## 13.5. Виды магнетронных автогенераторов и усилителей мощности

### 13.5.1. Основные сведения

В настоящее время массовое производство многорезонаторных магнетронов организовано для целей СВЧ-нагрева в бытовых и промышленных печах; для источников света повышенной яркости, в которых СВЧ-колебания поддерживают режим светящейся плазмы; для приборов медицинской электроники, не требующих высоких показателей по стабильности частоты. В них анодное питание для повышения полного КПД осуществляется от источника переменного тока промышленной частоты 50 или 60 Гц. Изготавливаются много-резонаторные магнетроны для эффективного преобразования мощности постоянного тока или тока промышленной частоты в мощ-

нность СВЧ- поля для систем межспутникового энергоснабжения от солнечных батарей. Мощные импульсные магнетроны применяются в радиолокационных станциях, в ускорителях заряженных частиц.

Простейшие многорезонаторные магнетроны имеют недостатки, связанные с нестабильностью частоты из-за ее электронного смещения при нестабильном анодном напряжении и из-за влияния рассогласования нагрузки. Кроме того, в них трудно изменить частоту, на которую магнетрон был изготовлен.

Для стабилизации частоты генерации используют коаксиальные и обращенные конструкции магнетронов. В коаксиальном магнетроне весь анодный блок помещают во внешний высокодобротный стабилизирующий объемный резонатор с колебаниями типа  $H_{011}$ , а каждый из рабочих резонаторов связывают с ним щелями. Внешний резонатор может механически перестраиваться с помощью бесконтактных поршней. В обращенной конструкции магнетрона катод образует внешний цилиндр, анодный резонаторный блок находится внутри него, а в центре всей конструкции помещается стабилизирующий объемный резонатор.

### 13.5.2. Митрон — магнетрон, перестраиваемый по частоте напряжением

Для создания автогенератора магнетронного типа с широкой электронной перестройкой частоты — митрона — используют конструкцию, схема которой в разрезе показана на рис. 13.15 (здесь  $N$  и  $S$  — полюса магнитной системы).

В этом приборе вместо кольцевой системы объемных резонаторов использована нерезонансная замедляющая система (ЗС) встречных штырей, которая кольцевыми связками на торцах поддерживает коле-

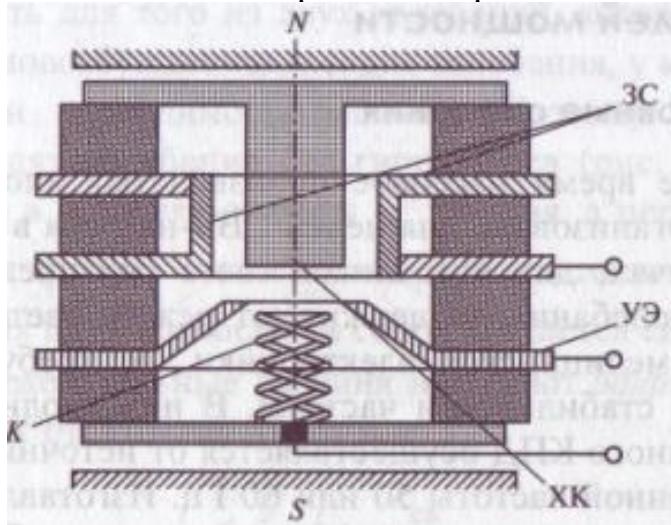


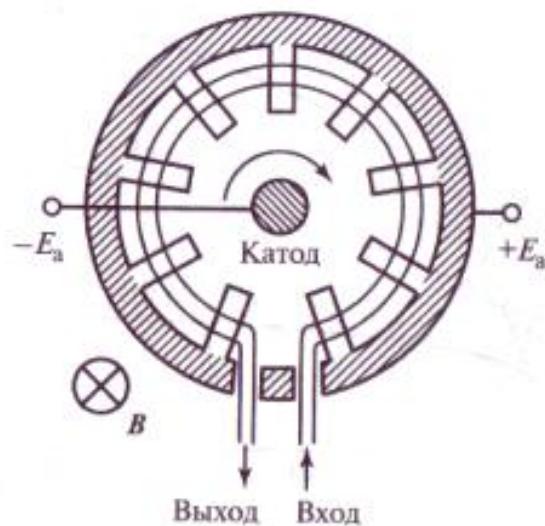
Рис. 13.15. Конструкция митрона в разрезе

бания вида тт. Кроме того, для устранения резкой зависимости постоянной составляющей анодного тока от анодного напряжения, которое теперь управляет частотой генерации, подогреваемый катод вынесен из пространства взаимодействия электронов с полями, введены управляющий электрод (УЭ) и цилиндрический холодный катод (ХК). Скрещенные электрическое и магнитное поля образуются между холодным катодом и расположенными вокруг него встречными штырями, где происходит группирование электронов в спицы и возникают незатухающие колебания. В соответствии с (13.6) частота генерации пропорциональна анодному напряжению, которое в отличие от много-резонаторного магнетрона можно изменять в несколько раз, поскольку значение анодного тока задается напряжением на управляющем электроде. Максимальная выходная мощность митронов не превышает 100 Вт из-за того, что электронная пушка вынесена из пространства взаимодействия. Однако частоту генерации можно перестраивать за счет анодного напряжения в 2...3 раза, причем отклонения модуляционной характеристики  $f(E_a)$  от линейной не более 2 %. В митроне имеется возможность производить амплитудную модуляцию выходных колебаний изменением управляющего напряжения. Скорость перестройки частоты в митроне ограничена процессами в модуляторе, который при выходных напряжениях порядка 1...4 кВ должен обеспечивать анодный ток 10...500 мА.

### 13.5.3. Амплитрон — магнетронный усилитель мощности

Усилитель мощности СВЧ с высоким КПД создается на основе конструкции, в которой замедляющая система разомкнута, а электронный поток замкнут (рис. 13.16).

В амплитроне используется цилиндрический анодный блок с одинаковыми резонаторами и цилиндрический накаливаемый катод. Разрыв



**Рис. 13.16. Схема амплитронного усилителя мощности**

кольцевых связок, поддерживающих противофазность колебаний в соседних резонаторах, позволяет разделить входную и выходную цепи СВЧ.

Статическое электрическое поле создается между анодом и катодом. Статическое магнитное поле действует между торцами анодного блока, причем его полярность выбрана так, что электронный поток движется навстречу потоку СВЧ-энергии в системе резонаторов. Для снижения опасности самовозбуждения из-за связи выходной и входной цепей число резонаторов  $N$  делается нечетным, что нарушает противофазность при переходе от выходного резонатора к входному, а между входом и выходом по резона-торной системе устанавливается поглотитель СВЧ-энергии.

Как и в многорезонаторном магнетроне, в амплитронном усилителе синхронное движение электронов в поле обратной пространственной гармоники приводит к образованию электронных сгустков, подобных язычкам или спицам. Они не успевают разрушаться полностью при проходе промежутка между входом и выходом, поэтому в амплитроне имеется обратная связь по электронному потоку. В результате этого усиление мощности происходит благодаря фазовой синхронизации колебаний входным СВЧ-сигналом. Если высокочастотный входной сигнал отсутствует или его мощность мала, то из-за замкнутого электронного потока происходит самовозбуждение такого усилителя на собственной частоте. На амплитудной характеристике такого усилителя (рис. 13.17) отмечено значение пороговой мощности  $P_{\text{пор}}$ , ниже которой отсутствует синхронизм между входным и выходным сигналом — эта область заштрихована.

Преимуществами амплитронного усилителя являются: а) возможность получения коэффициента усиления 10—20 дБ при очень высокой мощности выходного сигнала, близкой к достигаемой в магнет-

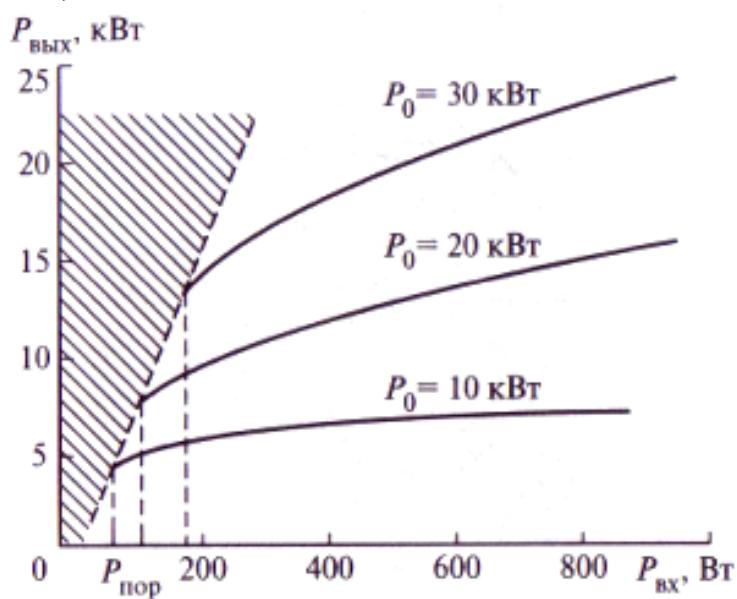


Рис. 13.17. Амплитудные характеристики амплитрона

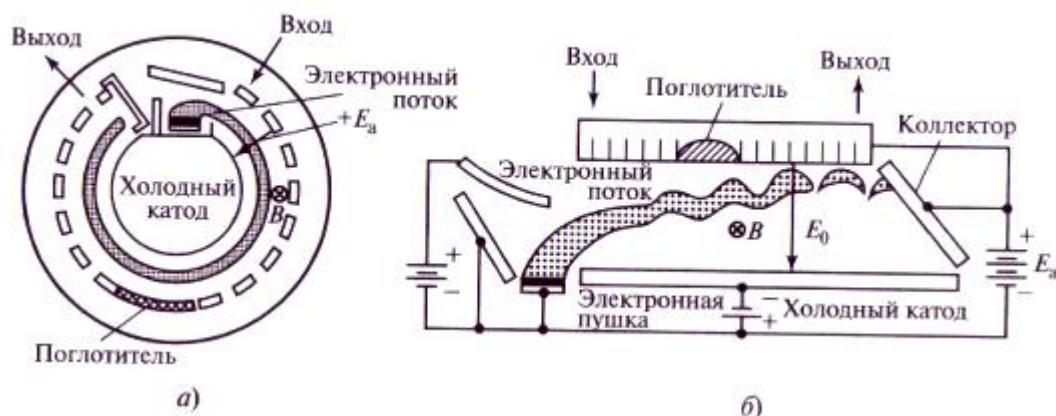
ронах (до 500 кВт в непрерывном и до 3 МВт в импульсном режиме); б) высокий электронный КПД (до 80 %). Полоса рабочих частот усиливаемого сигнала составляет 5—10 %, причем большие ее значения соответствуют меньшему коэффициенту усиления. Амплитронные усилители иногда включают каскадно для достижения одновременно большого усиления и уровня выходной мощности при заданной полосе рабочих частот.

Источник большой мощности СВЧ-сигнала с высокой стабильностью частоты — *стабилотрон* — получают, включая на входе амплитрона вместо источника входного сигнала высокодобротный стабилизирующий резонатор, а на выходе несогласованный делитель мощности. Отражение от делителя мощности создает обратную связь и приводит к самовозбуждению стабилотрона, а стабилизирующий резонатор на входе обеспечивает малую нестабильность частоты.

#### 13.5.4. Генераторы на лампах бегущей и обратной волны типа М

Усилители на лампе бегущей волны типа М выполняются с разомкнутыми электронным потоком и колебательной системой. При этом ради удобства создания однородного статического магнитного поля в зависимости от диапазона частот они выполняются с линейной или свернутой в кольцо замедляющей системой (рис. 13.18).

Для обеспечения широкой полосы частот входного сигнала вместо системы резонаторов используется гребенчатая или встречно-штыревая нерезонансная замедляющая система. Электронный поток инжектируется в пространство, где действуют скрещенные электрическое и магнитное поля, поэтому выходная мощность меньше, чем в приборах типа М с центральным расположением катода. Для подавления



**Рис. 13.18. Схема цилиндрической (а) и линейной (б) конструкций усилителя на ЛБВ типа М**

отраженной от выхода волны в середине замедляющей системы включают поглотитель. Преимуществом ЛБВ типа М перед ЛБВ-0 состоит в высокой эффективности отбора мощности от электронного потока, благодаря чему получается достаточно высокий электронный КПД.

Лампы бегущей волны типа М производятся на выходную мощность порядка нескольких киловатт в непрерывном режиме и 100—200 кВт в импульсном режиме; диапазон рабочих частот около 1,0—1,5 октав в дециметровом и сантиметровом диапазонах; КПД 35—45 %.

На лампе обратной волны типа М создают мощные управляемые по частоте СВЧ-автогенераторы с высоким КПД. Отличие конструкции ЛОВ типа М от ЛБВ типа М состоит в том, что выход энергии располагается вблизи участка замедляющей системы, где электронный поток эмитируется в пространство со скрещенными электрическим и магнитным полями, а вблизи коллектора в условиях вакуума или вне его находится согласованный поглотитель, как в ЛОВ-О.

Частота генерации ЛОВ типа М перестраивается изменением анодного напряжения в пределах 25—35 % средней частоты, причем модуляционная характеристика  $f(E_a)$  достаточно линейна — отклонения ее крутизны от постоянного значения не превышают 10 % и связаны с дисперсионными свойствами замедляющей системы. Выходная мощность достигает единиц киловатт в коротковолновой части дециметрового диапазона. КПД таких генераторов составляет около 50 % для приборов дециметрового диапазона и снижается до 30 % для ЛОВ типа М сантиметрового диапазона. Основное применение ЛОВ типа М — создание радиопомех в системах радиоэлектронной борьбы.

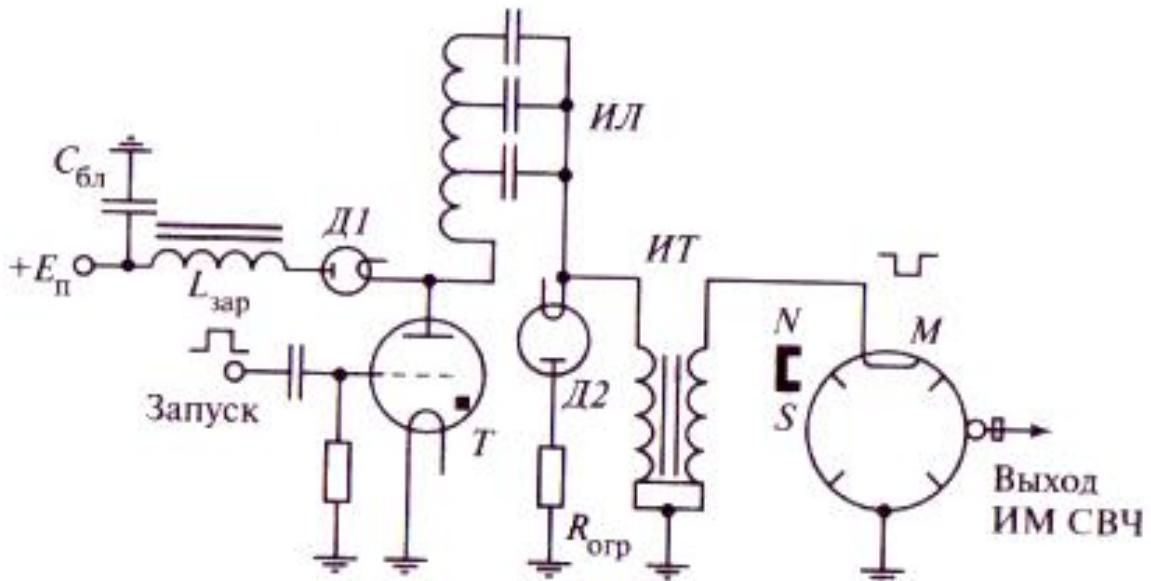
### 13.6. Формирование модулированных колебаний в приборах типа М

Импульсная модуляция в магнетронных автогенераторах осуществляется подачей на катод отрицательных видеоимпульсов напряжения, поскольку массивный анодный блок заземлен по постоянному току. На вольт-амперной характеристике магнетрона (см. рис. 13.8, *a*) можно выделить два участка: при анодном напряжении, меньшем порогового значения  $E_a(t) < E_{a\text{ пор}}$ , анодный ток очень мал; при  $E_a(t) = E_{a\text{ пор}}$  возникает генерация, пороговый (пусковой) ток обозначают  $I_{0\text{пор}}$ . При  $E_a(t) > E_{a\text{ пор}}$  зависимость выходной мощности  $P_h(E_a)$  можно считать пропорциональной превышению постоянной составляющей анодного тока над пороговым значением  $P_h \approx kB(I_0 - I_{0\text{ пор}})$ , где  $k$  — коэффициент пропорциональности;  $B$  — индукция магнитного поля. Рабочее значение анодного напряжения на 10—15 % превышает значение  $E_{a\text{ пор}}$ . Таким образом, при учете длительности

фронтов модулирующего импульса, огибающая высокочастотного сигнала имеет более крутые фронты, а длительность высокочастотного импульса на 20—30 % меньше, чем длительность модулирующего. Неравномерность плоской вершины модулирующего импульса анодного напряжения  $E_a(t)$  приводит к заметной нежелательной неравномерности огибающей высокочастотного сигнала и к паразитному электронному смещению частоты генерации.

Требования к импульсным модуляторам (рис. 13.19), формирующим сигнал  $E_a(t)$ , достаточно высоки по отношению к длительности переднего фронта и к допустимой неравномерности на вершине. Их выполнение осложняется высокими напряжениями и мощностью модулятора, сравнимой с мощностью СВЧ-каскада, нелинейной нагрузкой для модулятора, малой длительностью модулирующего импульса и необходимостью иметь высокий КПД модулирующего каскада для сохранения экономичности устройства, включающего в себя модулятор и модулируемый автогенератор.

Разработаны схемы мощных ламповых модуляторов с частичным разрядом накопительной емкости или с формирующими импульс эквивалентами длинных линий [1, 2, 4]. На рис. 13.19 показан пример принципиальной схемы модулятора на тиратроне  $T$  с трехзвенным эквивалентом формирующей импульс линии (ИЛ). В промежутке между импульсами происходит резонансный заряд емкости линии через зарядную индуктивность  $L_{зар}$  и диод  $D1$ . После зажигания тиратрона происходит полный разряд накопительной линии,



**Рис. 13.19. Электрическая схема магнетронного генератора с импульсным модулятором на тиратроне с полным разрядом накопителя в виде эквивалента длинной линии**

который формирует на вторичной обмотке импульсного трансформатора ИТ, модулирующее магнетрон напряжение  $E_a(t)$ . Диод  $D2$  и ограничивающий резистор  $R_{oer}$  служат для исключения колебательных процессов после окончания разряда.

Модуляция частоты автоколебаний производится в специально разработанных приборах — митронах или ЛОВ типа М путем изменения анодного напряжения при фиксированном значении напряжения на управляющем электроде, которое задает значение постоянной составляющей анодного тока и соответственно выходной СВЧ-мощности. В митроне и в ЛОВ типа М отклонение крутизны модуляционной характеристики  $S_M = df/dE_a$  от постоянного значения мало, что облегчает формирование сигналов с модуляцией или манипуляцией частоты по заданному закону. Задержка изменения частоты после скачка анодного напряжения в митронах и в ЛОВ типа М не превышает трех периодов несущего колебания. Наиболее существенные ограничения на полосу спектра модулирующих частот возникают в модуляторах: мощность устройства, модулирующего частоту, оказывается сравнимой со значением выходной высокочастотной мощности из-за того, что модуляция производится при рабочем токе генерирующего прибора. В реальных конструкциях полоса модулирующих частот для митронов и ЛОВ типа М не превышает сотен мегагерц.

Специфической особенностью СВЧ-генераторов, связанных с нагрузкой с помощью длинной линии передачи, является зависимость частоты генерации и мощности колебаний в нагрузке от параметров линии и качества ее согласования. В модулируемых по частоте каскадах фазовый сдвиг между падающим и отраженным от нагрузки сигналами в сечении автогенератора будет изменяться в зависимости от текущей рабочей частоты. Следовательно, модуляционная характеристика генератора с учетом длинной линии передачи может отличаться от паспортной для данного прибора в пределах значения затягивания частоты (см. п. 13.4.3). Могут проявляться дополнительная волнистость или даже скачки частоты. Для устранения таких явлений нужно улучшать согласование в соответствии с (13.11).

## Контрольные вопросы и задания

1. Какой режим работы магнетронного генератора обеспечивает более высокий КПД при соблюдении условия синхронизма: при малых  $E_a$  и  $B$  вблизи параболы критического режима или при больших значениях  $E_a$  и  $B$ ?
2. Какие преимущества имеют колебания вида я в магнетронах?
3. Как выбираются напряженности электрического и магнитного полей в магнетронных автогенераторах?
4. Из каких соображений выбирается число резонаторов в магнетронном автогенераторе?
5. Как определить коэффициент затягивания частоты по нагрузочным характеристикам магнетрона?

6. Чем различаются характеристики СВЧ-автогенератора связанного с нагрузкой длинной линией передачи, при работе в непрерывном и импульсном режимах?
7. Почему амплитронные усилители не используют при малой мощности входного сигнала?
8. Чем ограничены диапазон и скорость электронной перестройки частоты в автогенераторе на митроне?
9. Чем отличается форма огибающей СВЧ-сигнала от формы модулирующего импульса в импульсном магнетроне?
10. В 12-резонаторном магнетроне с радиусом катода 4 мм и радиусом анода 6 мм генерируются колебания вида  $k$  на частоте 10 ГГц при магнитной индукции 0,1 Тл. Какое анодное напряжение нужно обеспечить для его работы?
11. Магнетронный генератор, работающий с амплитудой импульсов анода напряжения 10 кВ при длительности импульсов 1 мкс и частоте повторения 1 кГц, обеспечивает в нагрузке импульсную мощность 50 кВт. Приняв КПД модулятора 80 %, КПД линии связи 90 % и электронный КПД магнетрона 80 %, найти среднюю потребляемую модулятором мощность и ток источника питания модулятора.
12. Магнетронный генератор при полном согласовании с нагрузкой генерирует колебания на частоте 10 ГГц. Коэффициент затягивания частоты составляет 50 МГц. Найти наибольшую длину линии, при которой нет опасности перескоков частоты, если фазовая скорость волны в линии составляет  $2 * 10^8$  м/с, а коэффициент стоячей волны не превышает 1,4.

## Глава четырнадцатая

# ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДНЫЕ СВЧ-ГЕНЕРАТОРЫ

---

### 14.1. Основные классы и области применения полупроводниковых диодных генераторов

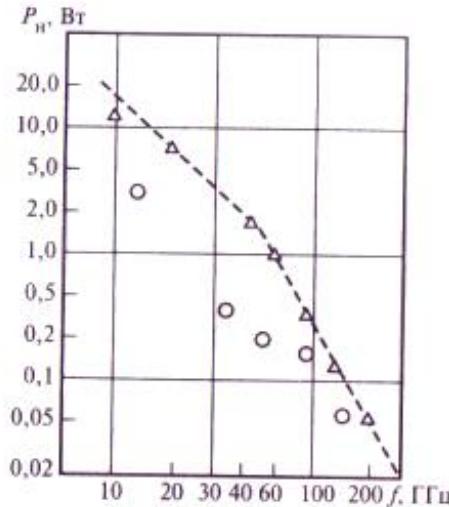
Бурное развитие физики полупроводников и совершенствование технологических процессов микроэлектроники привели примерно полвека тому назад к созданию нескольких классов активных приборов СВЧ-диапазона, объединяемых общим названием *генераторные диоды*. Они стали преемниками и продолжили направление, начало которому положило открытие О.В. Лосевым в 20-х годах прошлого века явления генерации колебаний в некоторых кристаллах, помещенных в радиотехническую схему.

Наиболее известный пример генераторного диода (ГД) — это *туннельный диод* (ТД), открытый японским ученым Л. Есаки (L. Esaki) в 1958 г. Туннельный диод представляет собою  $p-n$ -диод на основе вырожденного<sup>1</sup> полупроводника, в котором туннельный эффект обеспечивает появление участка с отрицательной дифференциальной проводимостью на ВАХ диода. Наличие этого участка обеспечивает возможность компенсации потерь в подключенной к ТД колебательной системе. При частичной компенсации потерь имеет место регенеративное усиление подведенного извне радиосигнала, при полной — режим автоколебаний.

К сожалению, ТД — это принципиально микромощный прибор, отдающий на СВЧ в полезную нагрузку не более 1 мВт. Обычно же требуется не менее 10 мВт. Соответственно приходится прибегать к сложению мощностей многих приборов, что сложно в реализации, поэтому ТД достаточно редко применяются в современной аппаратуре.

Основное внимание в данной главе будет уделено автогенераторам на лавинно-пролетных диодах (ЛПД) и диодах Ганна (ДГ), поскольку именно на этих двух классах активных элементов выполняется в наши дни значительная часть источников колебаний малой мощности в миллиметровом диапазоне и в коротковолновой части

<sup>1</sup> Вырождение полупроводника возникает при высокой концентрации легирующих примесей в кристалле, когда уровень Ферми находится в зоне проводимости и-области и в валентной зоне р-области.



**Рис. 14.1. Типичные уровни выходной мощности генераторов на ДГ (о) и ЛПД (Δ) в непрерывном режиме**

сантиметрового диапазона радиоволн. Генераторы на ЛПД (ГЛПД) и генераторы на ДГ (ГДГ) широко используются в качестве гетеродинов, свип-генераторов, генераторов накачки, радиолокационных передатчиков ближнего действия, а также в радиомаяках, приемоответчиках, линиях радиосвязи и передачи данных, датчиках скорости, системах охранной сигнализации. Генераторы на ЛПД в 2..3 раза превосходят ГДГ по уровню мощности в нагрузке  $P_n$  и КПД, но одновременно существенно (на 10...30 дБ) уступают последним по уровню шумов. Типичный уровень их выходной мощности иллюстрирует рис. 14.1.

## 14.2. Принцип действия и характеристики лавинно-пролетного диода

### 14.2.1. Общие сведения

Работа ЛПД основана на явлениях лавинного пробоя обратносмещенного  $p$ -и-перехода и последующего «пролета» (а точнее, дрейфа) носителей тока в полупроводнике. Принцип действия ЛПД сформулирован в 1958 г. американским физиком Ридом (W.T Read), предложившим с этой целью специальную полупроводниковую структуру со сложным профилем легирования — диод Рида, который удалось реализовать лишь в 1965 г. Однако уже в 1959 г. в СССР научным коллективом во главе с А.С. Тагером

была обнаружена генерация СВЧ-колебаний в схеме с обычным варактором. Так появился первый в мире ГЛПД.

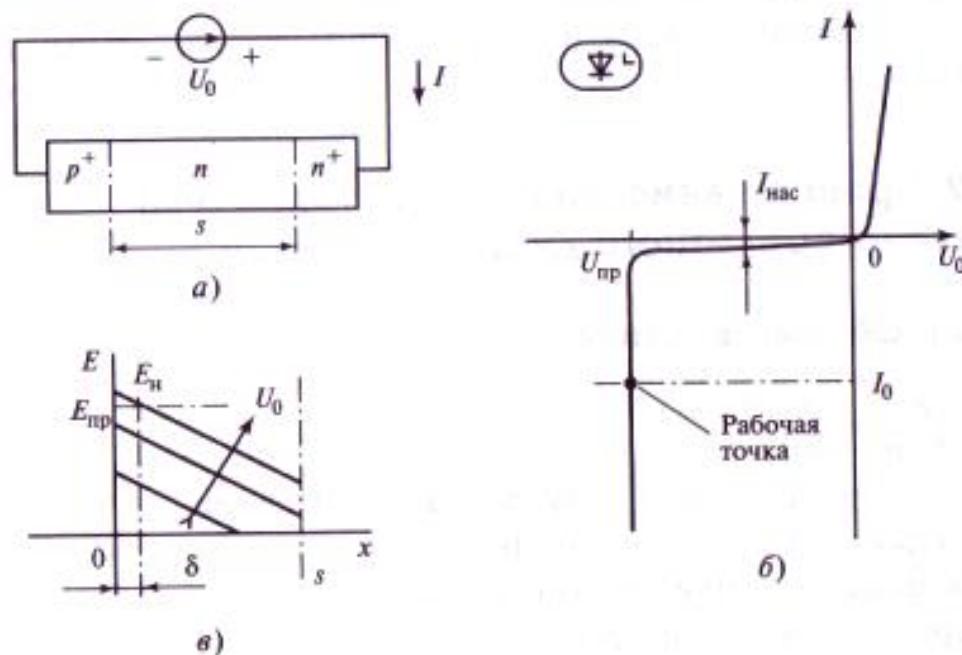
Практика показывает, что в качестве ЛПД могут работать фактически любые  $p-n$ -переходы хорошего качества, включая силовые вентили и коллекторные переходы биполярных транзисторов. Сказанное подчеркивает универсальность физических процессов в ЛПД, но, конечно, не отменяет необходимости специально разрабатывать ЛПД с учетом требований по диапазону частот, выходной мощности, КПД и др.

В настоящее время ЛПД — наиболее мощные полупроводниковые ТД. В непрерывном режиме они обеспечивают мощность от одного прибора 10...15 Вт при КПД 17...20 % на частоте 10 ГГц, 1 Вт с КПД 10 % на 60 ГГц, 100 мВт с КПД 3...4 % на 150 ГГц, 20...30 мВт при КПД около 1 % на 300 ГГц.

### 14.2.2. Статический режим ЛПД

Рассмотрим основные процессы в ЛПД на примере диода со структурой типа  $p^+—n—n^+$  (рис. 14.2, а) из кремния Si или арсенида галлия GaAs. Знаки «+» в символической записи профиля легирования диода означают уровень легирования этих областей не менее  $10^{18} \text{ см}^{-3}$ , в результате чего такие области полупроводника по электропроводности приближаются к металлам.

При подаче на диод небольшого обратного напряжения  $U_0$  ток через диод мал, по значению равен току насыщения  $I_{\text{нас}}$ , порождаемому



**Рис. 14.2. Структура ЛПД (в), типичная ВАХ ЛПД (б) и картина электрического поля в обедненной области (в)**

тепловой генерацией неосновных носителей, а само напряжение<sup>1</sup>  $U_0$  почти целиком приложено к обедненному носителями слою шириной  $s$ . Напряженность электрического поля  $E$  в обедненной области зависит от координаты  $x$  вследствие наличия пространственного заряда примесных атомов в обедненной области и увеличивается вместе с  $U_0$  (рис. 14.2, *в*). При достижении  $U_0$  напряжения пробоя  $U_{\text{пр}}$  электрическое поле в узкой зоне  $\delta \ll s$  вблизи металлургического перехода (плоскость смены типа легирования) превышает пробивное значение  $E_{np} = 200—500$  кВ/см и ток во внешней цепи резко возрастает (рис. 14.2, *б*).

Ударная ионизация заключается, как известно, в том, что при достаточном запасе энергии движущийся в кристалле носитель заряда обретает способность перебросить валентный электрон в зону проводимости. Каждое ионизирующее «столкновение» рождает два дополнительных свободных носителя заряда: электрон и дырку. Эти последние, приобретая энергию от электрического поля, также включаются в процесс ударной ионизации. В результате может наступить лавинообразное нарастание тока.

Интенсивность (вероятность единичного события) ударной ионизации в области  $E \approx E_{np}$  пропорциональна  $E^a$ , где  $a = 5\dots 7$ . Именно по этой причине так резок излом ВАХ при  $U_{0np}$ .

### 14.2.3. Понятие о слое умножения и пролетном пространстве ЛПД

Отмеченная специфическая зависимость ударной ионизации от  $E$  приводит к тому, что практически все ионизирующие взаимодействия происходят в узкой зоне  $n$ -области с наибольшими значениями  $E$ . На рис. 14.2, *в* это участок  $\delta \approx (0,1\dots 0,3)s$ . Данная область ЛПД называется *слоем умножения* и в качественном отношении выполняет ту же роль, что и катод радиолампы или эмиттер биполярного транзистора, т. е. является источником свободных носителей тока. В теории ЛПД используется также понятие *эквивалентного слоя умножения*, в котором, по предположению, совершаются *все* акты ударной ионизации.

Возникающие в слое умножения дырки в рассматриваемом несимметричном  $p$ — $n$ -переходе быстро попадают в  $/?^+$ -область, практически не успевая взаимодействовать с СВЧ-полем. Электроны, рожденные в актах ударной ионизации, после выхода из слоя умножения,

<sup>1</sup> В данной главе питающее напряжение обозначается именно как  $U_0$ , а привычный символ  $E$  резервируется для описания напряженности электрического поля.

движутся к аноду диода в оставшейся части *n*-области, называемой *пролетным пространством*, протяженностью  $w = s - 8 \sim * (0,7...0,9)s$ .

Дрейф носителей тока в пролетном пространстве совершается *со скоростью насыщения*  $v_{\text{нас}}$ , не зависящей от  $E$ . Ограничение *скорости дрейфа*  $v_{\text{др}}$  электронов и дырок в сильных электрических полях — общее свойство полупроводников, отражающее специфику процессов рассеяния движущихся в кристалле микрочастиц. Из рис. 14.3 следует, что для электронов в кремнии и арсениде галлия (а это основные материалы для изготовления ЛПД) при температуре кристалла  $T \approx 300$  К скорость насыщения  $v_{\text{нас}} \approx 1 * 10^7$  см/с, причем она практически достигается уже при  $E = 10...20$  кВ/см, т.е. при малых по сравнению с  $E_{np}$  напряженностях поля. В сильных электрических полях случайная компонента скорости электронов, обусловленная процессами рассеяния, существенно превышает скорость дрейфа, характеризующую среднее смещение облака микрочастиц под действием поля. Хаотическое движение частицы массой  $m$  описывается ее эквивалентной температурой  $T_3$ , определяемой из равенства средних значений кинетической и тепловой энергии частицы:

$$\frac{m \langle |v - v_{\text{др}}|^2 \rangle}{2} = \frac{3k_B T_3}{2}.$$

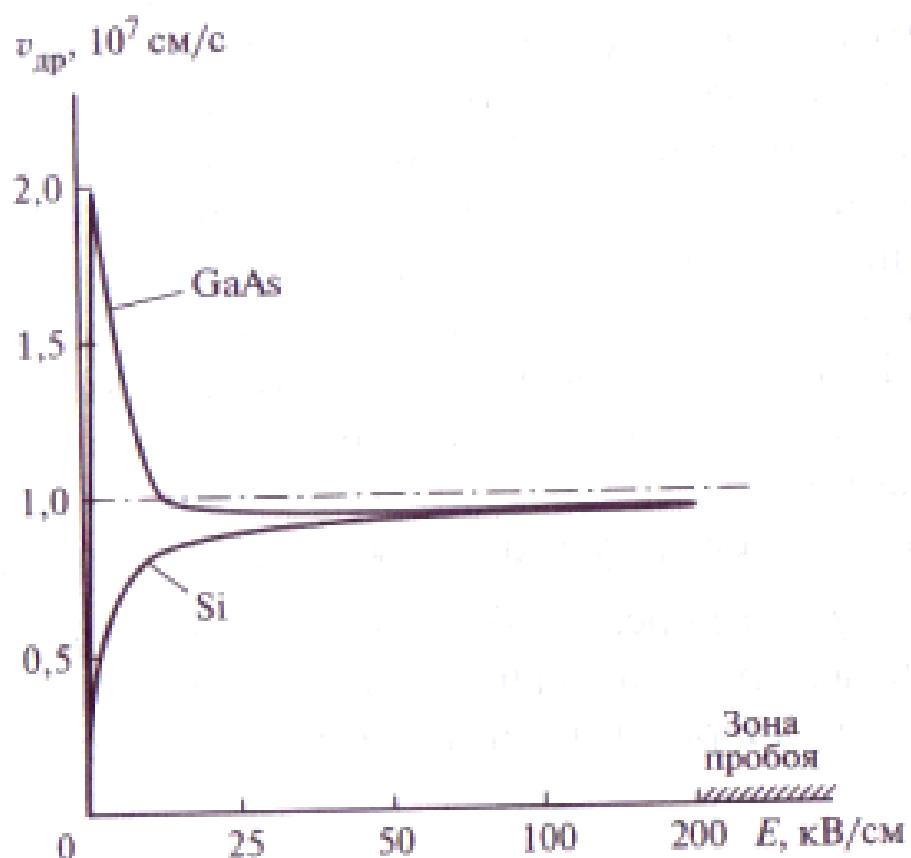


Рис. 14.3. Ограничение скорости дрейфа электронов в сильном электрическом поле

Здесь  $v$  — вектор мгновенной скорости электрона;  $k_B$  — постоянная Больцмана,  $k_B = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К. Подсчеты показывают, что в области насыщения скорости дрейфа эквивалентная температура «электронного газа» составляет  $10\ldots 10^5$  К. В этом смысле ЛПД иногда называют прибором на «горячих» электронах.

Изложенное выше позволяет представить структуру ЛПД в виде последовательного соединения трех участков: слоя умножения, пролетного пространства и области базы диода с низким активным сопротивлением.

#### 14.2.4. Пролетный режим ЛПД

Известны два основных режима работы ЛПД — пролетный режим<sup>1</sup> и режим с захваченной плазмой. Далее рассматривается только пролетный режим как наиболее важный для практики.

Примем, что все носители генерируются в слое лавинного умножения, т. е. на отрезке структуры  $0 \leq x \leq \delta$ , прилегающем к металлургическому переходу (см. рис. 14.2, в). Узкий слой лавинного умножения можно рассматривать как плоский конденсатор емкостью  $C_\delta = \epsilon A / \delta$  ( $A$  — площадь  $p-n$ -перехода). Поэтому напряженность электрического поля в слое умножения  $E_\delta$  связана с падением напряжения на слое лавинного умножения  $U_\delta(t)$  соотношением

$$E_\delta \approx U_\delta(t) / \delta = [U_{\delta 0} + u_\delta(t)] / \delta, \quad (14.2)$$

где  $U_{\delta 0}$  и  $u_\delta(t)$  — постоянная и переменная части  $U_\delta(t)$  соответственно.

Чтобы описать процесс ударной ионизации, введем функцию умножения числа носителей  $\Psi(E_\delta)$ , имеющую физический смысл среднего числа ионизирующих взаимодействий при пролете носителя через слой умножения. Пусть ради простоты вероятность ударной ионизации для электрона и дырки одинакова. Тогда пролет одного носителя через весь слой умножения эквивалентен пролету пары разнополярных носителей от середины до границ слоя умножения.

За каждый очередной отрезок времени  $\Delta t = t_\delta / 2 (\text{где } t_\delta = \delta / v_{\text{нас}})$ , соответствующий пролету пары носителей от середины до границ слоя умножения, т. е. среднему времени пролета через слой умножения, свободных носителей становится больше на число, равное числу носителей на предыдущем отрезке времени, умноженному на  $\Psi(E_\delta)$ .

---

<sup>1</sup> В зарубежной литературе для ЛПД в таком режиме работы используется термин IMPATT-режим как сокращение от словосочетания IMPact Avalanche and Transit Time.

плюс число носителей, возникающих из-за тепловой генерации. При фиксированной средней дрейфовой скорости носителей изменение лавинного тока при переходе от  $n$ -го отрезка времени к  $(n + 1)$ -му пропорционально изменению числа носителей. Поэтому

$$i_{\text{л}}(t_{n+1}) = \Psi(E_{\delta})i_{\text{л}}(t_n) + I_{\text{нас}}.$$

Из этого выражения вытекает равенство

$$\Delta t \frac{i_{\text{л}}(t_{n+1}) - i_{\text{л}}(t_n)}{\Delta t} = [\Psi(E_{\delta}) - 1]i_{\text{л}}(t_n) + I_{\text{нас}},$$

где  $\Delta t = t_{n+1} - t_n = t_{\delta}/2$ . Заменяя в этом равенстве отношение малых приращений тока и времени производной ( $di_{\text{л}}/dt$ ), получаем дифференциальное уравнение тока лавины:

$$\frac{t_{\delta}}{2} \frac{di_{\text{л}}}{dt} = [\Psi(E_{\delta}) - 1]i_{\text{л}}(t_n) + I_{\text{нас}}$$

Когда колебания отсутствуют, т. е. когда  $I_{\text{л}} = I_{\text{стаци}} = \text{const}$  стационарный ток лавины, как следует из (14.3), можно найти по формуле

$$I_{\text{стаци}} = \frac{I_{\text{нас}}}{1 - \Psi(E_{\delta})} \quad (14.4)$$

где  $E_{\delta} = U_{\delta 0} / \delta$ . Из (14.4) видно, что с приближением значения  $E_{\delta}$  к значению  $E_{np}$ , при которой  $\Psi(E_{np}) = 1$ , ток  $I_{\text{стаци}}$  неограниченно возрастает, поэтому приведенное равенство называют *условием лавинного пробоя*.

Лавинно-пролетные диоды работают в режиме «развитого» пробоя, когда  $I_{\text{стаци}}$  на несколько порядков больше  $I_{\text{нас}}$ . Вольт-амперная характеристика диода  $I(U_0)$  в рабочей области токов очень крутая (см. рис. 14.2, б), поэтому во избежание выгорания диода при случайном повышении  $U_0$  ЛПД всегда питается от источника тока, «навязывающего» диоду значение постоянной составляющей тока  $I_0$ . Для ЛПД непрерывного режима типичны значения  $I_0 = 70 \dots 300$  мА. Рабочие напряжения  $U_0$  ЛПД составляют 50... 100 В в сантиметровом и 10...40 В в миллиметровом диапазоне.

Для приближенных расчетов используют аппроксимацию функции умножения формулой

$$\Psi(E_{\delta}) = \left( \frac{E_{\delta}}{E_{np}} \right)^{\alpha} = \left( \frac{U_{\delta}}{U_{np}} \right)^{\alpha},$$

где  $\alpha = 5 \dots 7$ , и линеаризацию этой функции в окрестности  $E_{\delta} = E_{np}$ . При таком подходе с учетом (14.2) получим

$$\Psi(E_{\delta}) - 1 = \left( \frac{d\Psi}{dE_{\delta}} \right) \frac{u_{\delta}(t)}{\delta} \approx \frac{\alpha u_{\delta}(t)}{U_{\delta 0}}$$

Подставляя это выражение в (14.3) и пренебрегая током  $f_{\text{нac}}$ , получаем следующее уравнение для тока лавины:

$$\frac{t_\delta}{2} \frac{di_\lambda}{dt} = \frac{\alpha}{U_{\delta 0}} u_\delta(t) i_\lambda \quad (14.5)$$

Это уравнение в дальнейшем будет использовано для расчета зависимости  $i_\lambda(t)$  при гармоническом напряжении  $u_\delta(t) = U_\delta \cos \omega t$ .

Если амплитуда  $U_\delta$  настолько мала, что в правой части уравнения (14.5) можно пренебречь переменной составляющей тока лавины, положив  $i_\lambda = I_0$ , то уравнение тока лавины (14.5) может быть представлено в виде

$$\frac{t_\delta U_{\delta 0}}{2\alpha I_0} \frac{di_\lambda}{dt} \approx u_\delta. \quad (14.6)$$

Уравнение (14.5) идентично по форме уравнению для тока через индуктивность, поэтому коэффициент пропорциональности перед производной принято называть *лавинной индуктивностью*  $L_\lambda$ . На малом сигнале

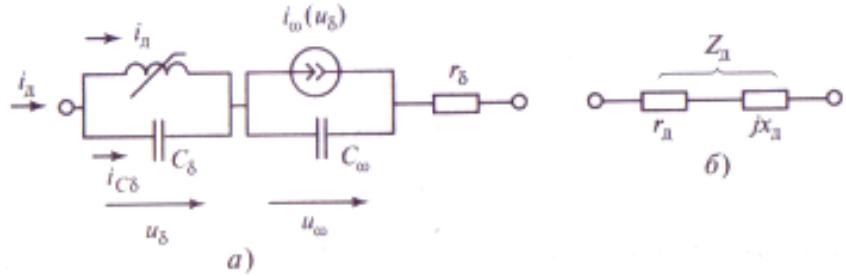
$$L_\lambda \Big|_{u_\delta \ll U_{np}} \equiv L_{\lambda 0} = \frac{t_\delta U_{\delta 0}}{2\alpha I_0} \quad (14.7)$$

При синусоидальных колебаниях переменная составляющая тока лавины отстает по фазе от напряжения  $u_\delta = U_\delta \cos \omega t$  на слое умножения на  $90^\circ$ .

Эквивалентная схема слоя умножения (рис. 14.4, *a*) имеет вид параллельного колебательного контура, состоящего из  $L_\lambda$  и емкости  $C_\delta$ . Резонансная частота этого контура

$$\Omega_\lambda = \frac{1}{\sqrt{L_\lambda C_\delta}} \quad (14.8)$$

называется *лавинной*, зависит от тока питания и уровня колебаний. В частности, на малом сигнале в соответствии с (14.7)  $\Omega_{\lambda 0} \propto \sqrt{I_0}$ .



**Рис. 14.4. Стандартная (а) и упрощенная (б) эквивалентные схемы ЛПД**

При  $U_\delta < (0,1...0,2)U_{\text{пр}}$ , отвечающих области применимости линеаризации функции  $\wedge(Eg)$ , уравнение (14.5) с учетом условия

$$\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_n(\tau) d\tau = I_0 \quad (14.9)$$

отражающего условие питания ЛПД от источника постоянного тока, имеет решение

$$I_n(\omega t) = \frac{I_0}{B_0(V)} \exp[V \cos(\omega t - \pi/2)], \quad (14.10)$$

где  $B_0(V)$  — модифицированная функция Бесселя нулевого порядка,  $V = U_\delta / (\omega L_n I_0)$  — нормированная безразмерная амплитуда переменного напряжения на слое умножения.

С увеличением  $V$  лавинный ток приобретает вид последовательности узких импульсов, максимумы которых запаздывают относительно максимумов  $u_\delta$  на  $\pi/2$  радиан (рис. 14.5).

Раскладывая (14.10) в ряд Фурье, находим выражение для амплитуд составляющих лавинного тока:

$$I_{n,k} = 2 \frac{B_k(V)}{V B_0(V)} I_0 \quad (14.11)$$

где  $B_k(V)$  — модифицированные функции Бесселя  $k$ -го порядка. Средняя крутизна лавинного тока по первой гармонике

$$S_{n1} = \frac{I_{n1}}{U_\delta} = \frac{\tilde{S}}{\omega L_{n0}} \quad (14.12)$$

где  $\tilde{S} = 2 \frac{B_1(V)}{V B_0(V)}$ . График нормированной средней крутизны приведен на

рис. 14.6. Видно, что ЛПД имеет мягкую колебательную характеристику.

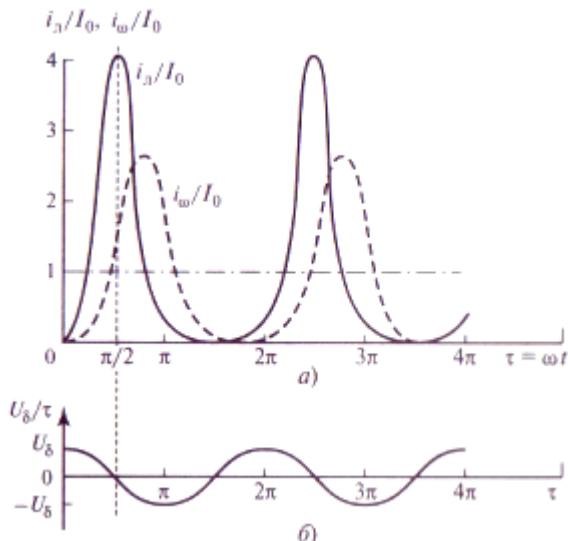


Рис. 14.5. Временные диаграммы тока лавинного умножения (сплошные кривые), тока, наведенного во внешней цепи (штриховые кривые) (а), и переменного напряжения на слое умножения при  $t_{\text{в.}} = jt/2$  (б)

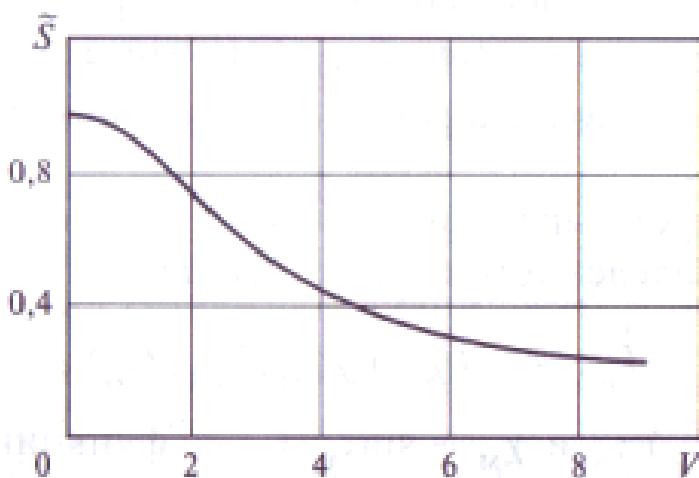


Рис. 14.6. Зависимость нормированной средней крутизны колебательной характеристики лавинного тока от нормированной амплитуды колебаний на слое умножения

Уменьшение средней крутизны на большом сигнале можно трактовать как результат возрастания  $L_{\text{л}}$ . Отсюда с учетом (14.8), (14.12)

$$\Omega_{\text{л}} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{л}}(U_{\delta}, I_0)C_{\delta}}} = \Omega_{\text{л}0}\sqrt{\bar{S}} . \quad (14.13)$$

В слое умножения полный ток через диод  $i_{\text{л}}$  состоит из тока лавины

$i_{\text{л}}$  и тока смещения  $i_{C\delta} = C_{\delta} \frac{du_{\delta}}{dt}$  — через емкость слоя умножения.

Рассмотрены режимы формирования сигналов с частотной или фазовой манипуляцией при стабильной несущей частоте. В некоторых моделях на входе ЦАП предусмотрен цифровой аппаратный перемножитель кодов выходных отсчетов на код амплитуды. Это позволяет корректировать изменения выходной амплитуды при перестройке частоты на несколько декад и изменять выходную амплитуду при формировании сложных модулированных сигналов. Возможность вводить код корректирующего фазового сдвига  $f_{\text{mod}}$  (см. рис. 9.5) позволяет цифровым способом формировать сигнал с непрерывной фазой при переключении частоты.

Спектральные характеристики фазового шума интегральных ЦВС  $S\varphi(F)$  определяются свойствами источника опорного сигнала и качеством ЦАП. Приближение выходной частоты  $Q/2$  повышает уровень ПСС.

На повышенных рабочих частотах используются СЧ с кольцом ФАПЧ. При высоких требованиях к качеству выходного сигнала приходится решать компромиссную задачу, т. е. обеспечивать допустимые значения погрешности установки частоты, уровня ПСС и шумовых спектральных составляющих, длительности переходного процесса, остаточной фазовой погрешности. Поэтому во многих случаях СЧ с кольцом ФАПЧ реализуется на основе нескольких узлов: ГУН, схем приведения частоты, ЧФД, вспомогательных средств контроля и управления режимами, ФНЧ. Кроме того, в состав микросборки СЧ с кольцом ФАПЧ могут входить умножитель частоты, буферный усилитель мощности, энергонезависимая память параметров, модулятор выходного сигнала.

Интегральные широкополосные умножители частоты выполняются на основе двухтактных усилительных каскадов с противофазным возбуждением и отсечкой тока в нелинейных элементах (НЭ). Если сигналы от НЭ складываются синфазно, то благодаря балансировке плеч умножителя происходит компенсация нечетных и сложение мощности четных гармоник частоты входного сигнала. При этом узел становится удвоителем или учетверителем частоты. В утроителе и упятерителе частоты сумматор выполняется с инвертированием сигналов от НЭ, поэтому мощности нечетных гармоник складываются, а четных — компенсируются. Выходной полосно-пропускающий фильтр умножителя подавляет остаточную мощность мешающих гармоник частоты входного сигнала, а входной фильтр нижних частот СВЧ-диапазона подавляет обратное прохождение составляющих высших гармоник. В состав интегрального умножителя частоты для ослабления паразитных связей включают усилители мощности выходного сигнала. Выпускаются умножители частоты с кратностью от 2 до 64 при выходной частоте до 100 ГГц.

Интегральные делители частоты входного сигнала диапазона миллиметровых и сантиметровых волн выполняются на основе варикапов с запертым  $p-n$  переходом и с нелинейной вольт-фарадной характеристикой. Эффект параметрического деления частоты на коэффициент, кратный двум, в совокупности с полосовым фильтром на входе и фильтром нижних частот на выходе позволяет получить высокий коэффициент передачи по мощности.

$$I_{\pi}(\omega t) = \frac{I_0}{B_0(V)} \exp[V \cos(\omega t - \pi/2)], \quad (14.14)$$

Постоянный ток на входе БР (он же — ток катода; ток на выходе ЭП) будем обозначать как  $I_0$ . При пролете через БР часть электронов оседает на элементах конструкции, поэтому средний ток коллектора  $I_{\text{кол}}$  несколько меньше  $I_0$ . Потери тока в БР характеризуются *коэффициентом токопрохождения*  $k_t$ . Для современных ПК типичны значения  $k_t \approx 0,90...0,95$ .

$$\Omega_L = \frac{1}{\sqrt{L_L(U_\delta, I_0)C_\delta}} = \Omega_{L0} \sqrt{\tilde{S}} \quad (14.15)$$

Скорость  $v_0$  электронов, влетающих в БР, определяется разностью потенциалов между БР и катодом ЭП, называемой *напряжением на резонаторах*  $E_p$ . На практике БР гальванически соединяется с внешним кожухом прибора (если последний имеется) и заземляется, а отрицательное напряжение  $E_p$  подается на катод.

Формула для расчета  $v_0$ , м/с, следует из закона сохранения энергии:

$$v_0 = \sqrt{2 \frac{e}{m} E_p} \approx 18.76 \cdot 10^6 \sqrt{E_p} \quad (14.16)$$

Здесь  $E$  в киловольтах.

Несложно подсчитать, что, например, при  $E_p = 2,5$  кВ значение  $v_0$  составляет около 30 тыс. км/с, т. е. примерно 1/10 скорости света в вакууме.

Рассмотрим более детально конструкцию и принцип действия ПК на примере простейшего двухрезонаторного клистрона (рис. 11.2).

Электронная пушка в данном случае включает в себя оксидный катод, подогреваемый нитью накала, и вспомогательный управляющий электрод (УЭ) типа диафрагмы, служащий для формирования электронного луча заданного диаметра и его фокусировки. На управляющий электрод подается небольшое (обычно в пределах 0...100 В) напряжение  $E_y$ , отрицательное по отношению к катоду.

Изображенная штриховой линией со стрелкой функциональная связь между генератором тока  $\dot{I}_{w1}$  и управляющим им напряжением  $\dot{U}_\delta$  помогает воспринять ЛПД как активный трехполюсник, совмещенный с элементами  $Z_1, Z_2$  обобщенной трехточечной схемы автогенератора (см. гл. 7, рис. 7.20, 7.21, а). Поскольку параллельно выходу управляемого генератора тока включена емкость  $C_w$ , при умеренных фазах средней крутизны (для чего достаточно  $\chi_e > |\chi_m|$ ) колебания возможны лишь по схеме емкостной трехточки, для которой требуется емкость на входе АЭ. Но для этого резонансная частота лавинного контура  $O_L$  должна быть ниже генерируемой частоты  $\omega$ .

Зависимость лавинной индуктивности от уровня колебаний и тока питания порождает в ГЛПД сложные нелинейно-параметрические явления, влияющие на вид регулировочных характеристик.

Минимальный ток питания, при котором возникает генерация в ГЛПД, называется пусковым и обозначается как  $I_{\text{пуск}}$ .

Отношение  $I_0/I_{\text{пуск}}$  определяет запас по самовозбуждению ГЛПД.

## 14.3. Принцип действия и характеристики диода Ганна

### 14.3.1. Общие сведения

В 1963 г. англичанин Дж. Ганн (J.B. Gunn), в тот момент аспирант Массачусетского технологического института (MIT), случайно обнаружил явление спонтанного возникновения колебаний электрического тока в однородных образцах арсенида галлия GaAs и фосфида индия InP л-типа при напряженности электрического поля  $E$ , превышающей некоторое пороговое значение. По имени автора открытия это явление стали называть *эффектом Ганна*, а созданные на его основе источники СВЧ-колебаний — *генераторами на диодах Ганна* (ГДГ)<sup>1</sup>.

В наше время диоды Ганна выпускаются на частоты от 7 до 220 ГГц и используются преимущественно в диапазоне миллиметровых волн. В непрерывном режиме ДГ уступают ЛПД в 2...3 раза по мощности

---

Из физической сущности эффекта Ганна вытекает еще один распространенный вариант названия диода Ганна — Transferred-Electron Device (TED), который переводится как *прибор с переносом электронов* (ППЭ), *диод с междолинным электронным переходом* (МЭП-диод), *диод с междолинным переносом электронов* (ДМП) и т. д.

и КПД, но одновременно лучше ЛПД на 10.. .30 дБ по уровню шумов и примерно вдвое по полосе рабочих частот. Соответственно основное применение ДГ — это малошумящие автогенераторы и входные каскады регенеративных усилителей.

Наиболее распространенным материалом для ДГ остается GaAs с концентрацией донорной примеси  $n_0 = 10^{15} \dots 10^{16} \text{ см}^{-3}$ . Поперечное сечение кристаллической пластинки (*чипа*) ДГ — круг или квадрат с характерным размером 20...200 мкм (чип ЛПД имеет такие же размеры). *Активный слой* ДГ длиной  $s = 0,5 \dots 10$  мкм окаймлен невы-прямляющими (так называемыми омическими) контактами, выполненными с помощью металлизации граней чипа особым сплавом или в виде высоколегированных областей структуры типа  $n^+ — n — n^+$ . Последнее решение типично для современной технологии.

По аналогии с диодами других типов у ДГ различают анод, на который подается положительное напряжение питания  $U_0$ , и катод. Профиль легирования реального ДГ обычно несимметричен относительно выводов, поэтому необходимо соблюдать указанную изготовителем полярность включения.

#### 14.3.2. Механизм возникновения отрицательной проводимости в ДГ

Под действием внешнего электрического поля напряженностью  $E = U_0 / s$  через кристалл ДГ протекает ток

$$i = A e n v_{DP}, \quad (14.17)$$

где  $A$  — площадь поперечного сечения образца;  $e$  — элементарный заряд;  $n \approx n_0$  — концентрация свободных электронов в зоне проводимости;  $v_{DP}$  — скорость дрейфа электрона.

У полупроводников, которым свойствен эффект Ганна, существует интервал значений  $E$ , в котором ток убывает с ростом напряженности поля, т. е. производная  $\partial i / \partial E$  отрицательна, хотя ток в целом сохраняет направление. В этом смысле говорят об *отрицательной дифференциальной проводимости* (ОДП). В диодах Ганна ОДП вызывается падающим участком на зависимости  $v_{DP}(E)$  (см. рис. 14.3). Скорость дрейфа связана с подвижностью электронов  $\mu$  соотношением

$$v_{DP} = \mu E. \quad (14.18)$$

Производную

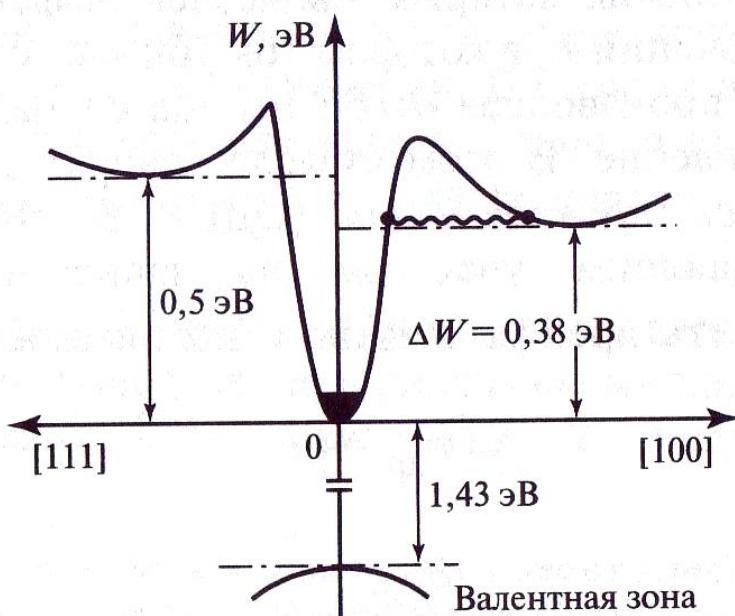
$$\frac{\partial v_{DP}}{\partial E} = \mu \quad (14.19)$$

называют *дифференциальной подвижностью*

Эффект Ганна возникает вследствие особенностей строения зоны проводимости материалов, обладающих этим эффектом. Движущийся в кристалле электрон характеризуется скоростью движения  $v$ , эффективной массой  $m^*$ , импульсом  $p = m^*v$ , волновым вектором  $k = p/\hbar$ , где  $\hbar = 1,054 \cdot 10^{-34}$  Дж·с — приведенная постоянная Планка. Введение эффективной массы, отличной от массы свободного электрона  $m$ , позволяет учесть взаимодействие электрона с внутренними полями кристалла. Энергия электрона  $W$  зависит от волнового вектора.

Зависимость  $W(k)$  — периодическая, она отражает периодичность строения кристаллической решетки полупроводника. Для эффекта Ганна необходимо наличие в пределах периода функции  $W(k)$  двух или более минимумов, образно называемых *долинами*. Кристалл GaAs имеет кубическую симметрию, поэтому его свойства одинаковы вдоль любой из шести координатных полуосей декартовой системы координат. Основной минимум зоны проводимости (*центральная долина*) расположен вокруг точки  $k = 0$  (рис. 14.9). При  $T = 300\text{K}$  он отстоит от максимума валентной зоны на 1,43 эВ. Вдоль координатных полуосей и биссектрис пространственных углов квадрантов в пространстве импульсов расположены дополнительные более высокие минимумы (числом соответственно шесть и восемь), называемые *боковыми долинами*. Центры боковых долин находятся вблизи границ периодичности графика  $W(k)$ . В GaAs существенны только боковые долины вдоль координатных осей, «приподнятые» на 0,38 эВ относительно центральной долины.

Электроны в центральной долине (далее присвоим ей номер 1) имеют эффективную массу  $m_1^* \approx 0,066m$  и подвижность  $\mu_1 = 6000 \dots 9000 \text{ см}^2(\text{В}\cdot\text{с})$ . В боковых долинах эффективная масса элект-



**Рис. 14.9. Модель зоны проводимости арсенида галлия в пространстве энергия—импульс**

ронов существенно больше, причем она зависит от направления. Заменяя всю группу боковых долин одной эквивалентной верхней долиной (долина номер 2), получаем так называемую *двуходолинную модель*, в рамках которой  $m_2^* \approx 0,85m$ , а подвижность  $\mu_2 = 100...150 \text{ см}^2 /(\text{В} \cdot \text{с})$ , т. е. в десятки раз меньше, чем  $\mu_1$ .

При отключенном источнике питания внешнее поле  $E = 0$  и электроны, отданые донорной примесью в зону проводимости, находятся в термодинамическом равновесии с кристаллической решеткой. Они могут занимать энергетические уровни как в центральном, так и в боковых минимумах этой зоны. Электроны проводимости образуют невырожденный электронный газ (плотность доступных состояний много больше концентрации свободных электронов).

Поэтому согласно закону распределения Больцмана концентрации  $n_2$  и  $n_1$  равновесного ансамбля частиц на уровнях энергии  $W_2$  и  $W_1$  соответственно относятся как

$$\frac{n_2}{n_1} = A_c \exp\left(-\frac{W_2 - W_1}{k_B T}\right). \quad (14.20)$$

Здесь  $A_c$  — константа, равная отношению плотностей состояний, т. е. чисел разрешенных уровней энергии. Плотность состояний пропорциональна числу однотипных долин и  $(m^*)^{3/2}$ . Для GaAs  $A_c \approx 46$ , т. е. при  $W_2 = W_1$  вероятность того, что электрон будет принадлежать одной из боковых долин, в 46 раз превышает вероятность его пребывания в центральной долине.

Однако при комнатной температуре решающее влияние на отношение  $n_1/n_2$  оказывает не  $A_c$ , а энергетический зазор  $(W_2 - W_1) = \Delta W$ .

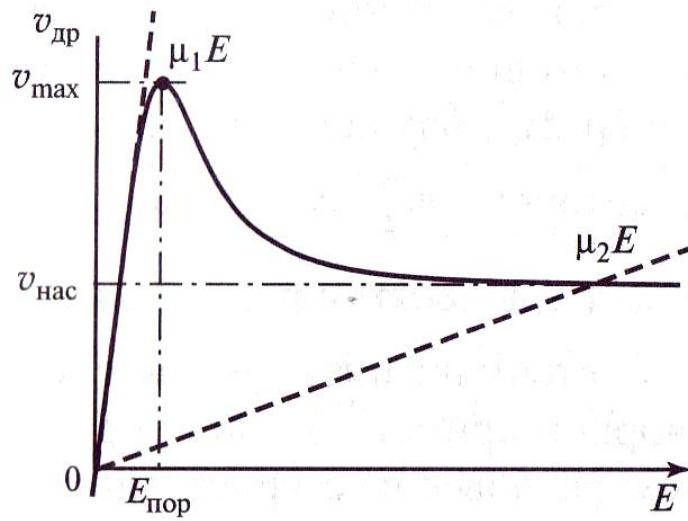
Подставляя в (14.20)  $A_c = 46$ ,  $\Delta W = 0,38$  эВ и учитывая, что при 290К произведение  $k_B T \approx 0,025$  эВ, получаем  $n_1/n_2 < 1 \cdot 10^{-4}$ . Таким образом, в обсуждаемых условиях практически все электроны принадлежат центральной долине.

С учетом наличия двух «сортов» электронов следует уточнить (14.17) и описать ток через ДГ соотношением

$$i = A e(n_1 \mu_1 + n_2 \mu_2) E, \quad (14.21)$$

которое можно представить в виде, аналогичном (14.17), (14.18), если ввести среднюю подвижность

$$\mu = \frac{n_1 \mu_1 + n_2 \mu_2}{n_1 + n_2} = \frac{n_1 \mu_1 + n_2 \mu_2}{n}. \quad (14.22)$$



**Рис. 14.10. Характеристика скорость—поле для GaAs и-типа**

С ростом  $E$  от нуля зависимость  $v_{pp}(E)$  (14.18), (14.22) вначале (рис. 14.10) совпадает с прямой  $\mu_1 E$ , поскольку доля «тяжелых» электронов ничтожно мала. С увеличением напряженности поля в процессе рассеяния электронов на неоднородностях кристалла и собственных колебаниях решетки (акустические и оптические фононы) электронный газ разогревается. В результате возрастает число электронов, энергия которых достаточна, чтобы преодолеть энергетический барьер между центральной и боковыми долинами. Так как  $\mu_2 \ll \mu_1$  возрастание  $n_2$  приводит к уменьшению средней подвижности, а следовательно, и средней скорости дрейфа.

В результате при некоторой пороговой напряженности поля  $E_{пор}$  (приблизительно 3,5 кВ/см для GaAs при 300К)  $v_{pp}$  достигает максимума (приблизительно  $2 \cdot 10^7$  см/с при 300К), а далее начинает падать, обеспечивая ОДП.

Согласно расчетам при  $E = E_{пор}$  отношение  $n_1/n_2 \approx 6\%$ . При  $E \approx 5 \text{ kV/cm}$  в центральной долине остается уже менее 20 % общего числа электронов проводимости, а их температура приближается к 2000К. Таким образом, ДГ — это тоже прибор на «горячих» электронах.

Зависимость  $v_{pp}(E, T)$  точно не известна. При расчетах обычно используют эмпирические соотношения вида

$$v_{pp}(E, T) = \frac{\mu_1(T)E + v_{HAC}(E/E^*)^\alpha}{1 + (E/E^*)^\alpha}, \quad (14.23)$$

где показатель степени  $\alpha = 2 \dots 4$ ; масштабный коэффициент

$$E^* = 2 \dots 4 \text{ kV/cm}; \mu_1(T) = \mu_1(300 \text{ K})(300/T); v_{HAC} \approx \frac{2.4 \cdot 10^9}{T(1 - 5.3 \cdot 10^{-4}T)} \text{ см/с.}$$

Повышение температуры увеличивает  $E_{Pop}$  и ведет к сближению  $v_{MAX}$  и  $v_{HAC}$ . В итоге при  $T > 600\text{K}$  область ОДП вообще исчезает, поэтому в ГДГ крайне существенно наличие хорошего теплоотвода. На практике рабочая температура кристалла составляет в среднем около 450К.

Установление ОДП после включения внешнего поля занимает в GaAs около 1 пс. Инерционность данного процесса ограничивает достижимые рабочие частоты ДГ из этого материала уровнем  $f_{max} = 150\ldots 170 \text{ ГГц}$ . В фосфиде индия междолинные переходы совершаются быстрее, в этом случае  $f_{max} = 200\ldots 220 \text{ ГГц}$ .

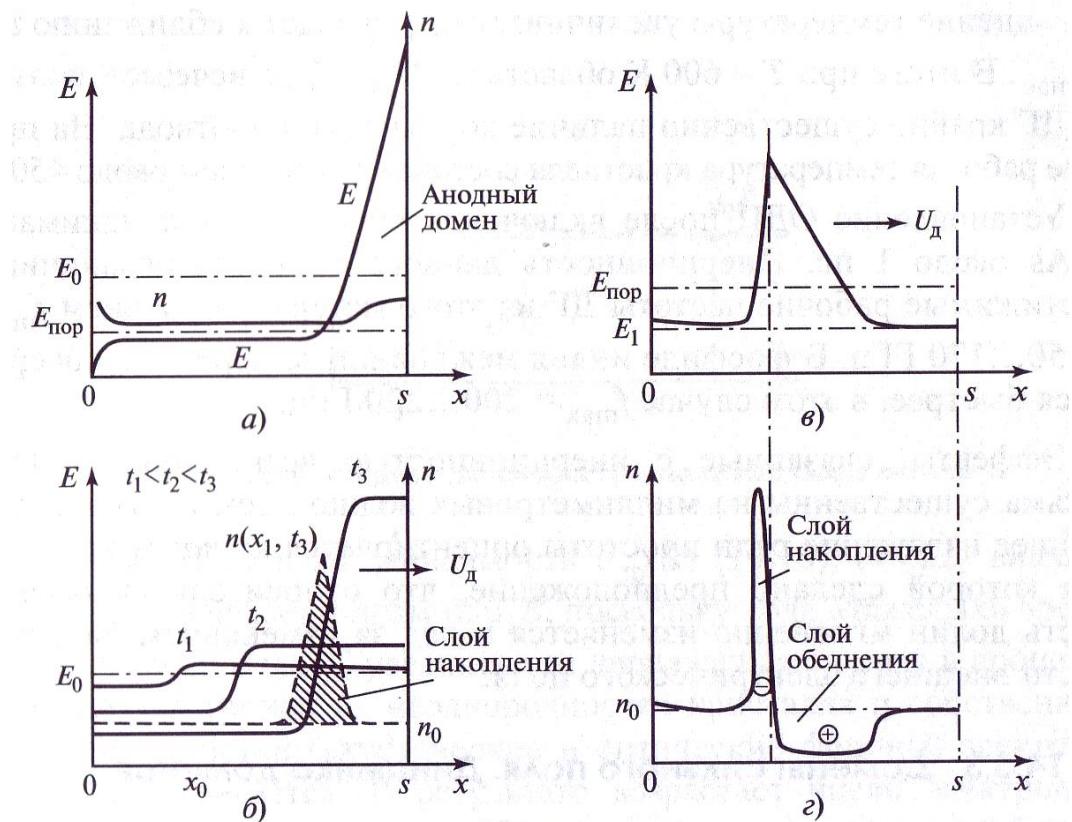
Эффекты, связанные с инерционностью возникновения ОДП, весьма существенны на миллиметровых волнах. Тем не менее дальнейшее изложение ради простоты ориентируется на *полевую модель*, для которой сделано предположение, что относительная населенность долин мгновенно изменяется вслед за изменением напряженности внешнего электрического поля.

### 14.3.3. Домены сильного поля. Динамика доменов

Принципиальная особенность ДГ, порождающая многообразие рабочих режимов данного АЭ, состоит в том, что в области ОДП равномерное распределение поля в объеме полупроводника неустойчиво. За весьма малое время, которое будет оценено далее, оно становится неравномерным. При этом в активном слое ДГ возникают области с повышенной напряженностью поля, называемые *доменами сильного поля*, или просто *доменами* (см. рис. 14.11).

В современных коротких ( $s < 10 \text{ мкм}$ ) ДГ развитие неустойчивости при постоянном напряжении на диоде обычно приводит к формированию постоянного во времени пространственно неоднородного распределения электрического поля, характеризуемого наличием *статического домена* у анода (*анодный домен*; рис. 14.11, а). Если помимо  $U_0$  на ДГ воздействует достаточно большое СВЧ-напряжение, вместо статического домена наблюдаются пульсации поля в пространстве и во времени, связанные с периодическим возникновением и исчезновением *движущихся доменов*, принимающих форму *слоя накопления* (рис. 14.11, б) или *дипольного домена* (рис. 14.11, в, г). В «длинных» ДГ на рабочие частоты ниже 5 ГГц движущиеся домены возникают и при постоянном напряжении на ДГ. Пульсации тока, связанные с такими доменами, как раз и наблюдал Дж. Ганн в 1963 г.

Время формирования домена  $t_{\phi,D}$  занимает примерно  $50\tau_1$ , где  $\tau_1 = \frac{\epsilon_0\epsilon_r}{en_0\mu_1}$  — *постоянная времени диэлектрической релаксации* на



**Рис. 14.11. Различные формы доменов сильного поля в диоде Ганна (я—  
в) и распределение пространственного заряда при дипольном домене (Г)**

восходящей ветви характеристики скорость—поле;  $\varepsilon^{GaAs} = 12,5$ .

Пусть  $\mu_l(300K) = 7500 \text{ см}^2 / (B \cdot c), T = 450K$ . Тогда  $\tau_l = 1,4 \cdot 10^3 / n_0$ . Полагая  $n_0 \approx 1 \cdot 10^{15} \text{ см}^{-3}$ , что типично для 3-санитметрового диапазона, получаем  $t_{\phi, \text{Д}} \approx 0,7 \cdot 10^{-10}$ , т. е. имеем  $t_{\phi, \text{Д}} \approx 1/f$ .

С повышением рабочей частоты ДГ  $n_0$  также увеличивается, что поддерживает примерное равенство  $t_{\phi, \text{Д}}$  и периода колебаний, поэтому в реальных приборах стационарного состояния может достигать только статический домен.

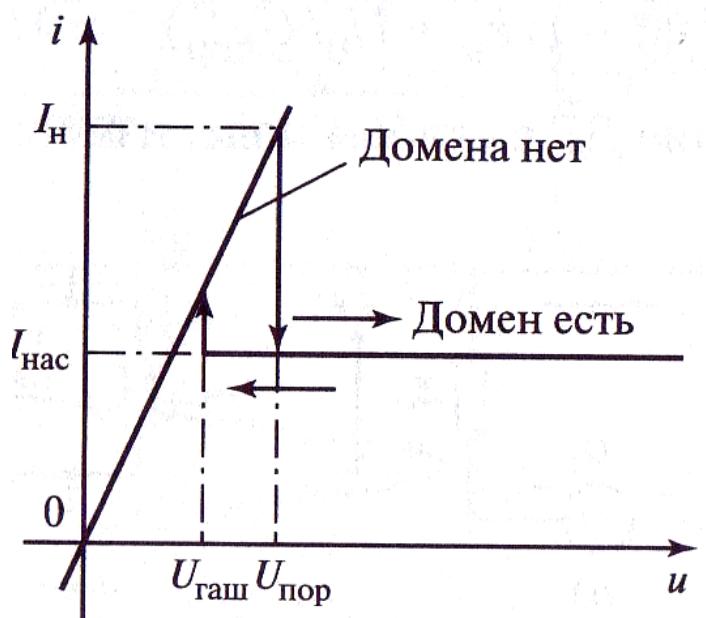
Домен типа слоя накопления формируется со строго однородным профилем легирования и равномерным тепловым профилем. Начало домену дает случайное повышение концентрации электронов в какой-то точке активного слоя. Напряженность поля этого «затравочного» сгустка электронов накладывается на напряженность равномерного поля  $E_0$ , созданного источником питания, причем на участке от катода до сгустка электронов результирующее поле убывает, а между сгустком и анодом, наоборот, увеличивается. При  $E_0 > E_{\text{пор}}$  подобное изменение  $E(x)$  вызывает рост  $v_{dp}$  со стороны катода и одновременно замедляет электроны, находящиеся ближе к аноду.

В результате исходный сгусток начинает пополняться электронами, формируя домен. Одновременно растущий слой накопления движется к аноду со скоростью  $v_d$ , промежуточной между  $v_{MAX}$  и  $v_{HAC}$ . Достигнув анода, сгусток электронов втягивается в него. Его исчезновение восстанавливает высокую напряженность поля во всем активном слое, что создает условия для повторения процесса.

Современные технологии производства пленок GaAs и InP не обеспечивают точного выполнения заданного профиля легирования. Хаотические отклонения концентрации доноров обычно составляют не менее 15 %. Слой накопления неустойчив и на первой же достаточно большой неоднородности трансформируется в дипольный домен. Сформировавшийся дипольный домен имеет форму сглаженного треугольника (рис. 14.11, в). Он состоит из *слоя накопления*, в котором концентрация электронов  $n$  может превышать  $n_0$  в десятки раз, и продолжающего его *слоя обеднения*, где  $n < n_0$ . Дипольный домен в целом электрически нейтрален, поэтому ширина слоя накопления гораздо меньше, чем слоя обеднения. Максимальная напряженность поля в домене  $E_{MAX} \gg E_0$ , что создает опасность развития лавинного пробоя. Скорость дипольного домена примерно равна скорости электронов вне домена.

Вольт-амперная характеристика ДГ в режиме с развитым доменом приближенно представляется двумя отрезками прямых (рис. 14.12).

При малом напряжении  $u$  на ДГ домена нет и ток линейно растет вместе с приложенным напряжением. При переходе  $u$  через пороговое значение  $U_{пор} = sE_{пор}$  возникает домен, в результате чего ток падает от максимального значения  $I_{max}$  до значения  $I_{HAC}$ , соответствующего равенству  $v_{ДР} = v_{HAC}$ . Перепад тока определяется *параметром качества характеристики скорость—поле*  $k_v = v_{max} / U_{HAC} = I_{max} / I_{HAC}$ .



**Рис. 14.12. Идеализированная ВАХ диода Ганна в классическом доменном режиме**

Особенностью ВАХ на рис. 14.12 является гистерезисная зона, возникновение которой обусловлено тем, что напряжение гашения образовавшегося домена  $U_{ГАШ} < U_{ПОР}$ . Данный нелинейный эффект объясняется влиянием сильного внутреннего поля домена, которое стремится удержать электроны в верхних долинах.

#### 14.3.4. Режимы работы ДГ в генераторной схеме

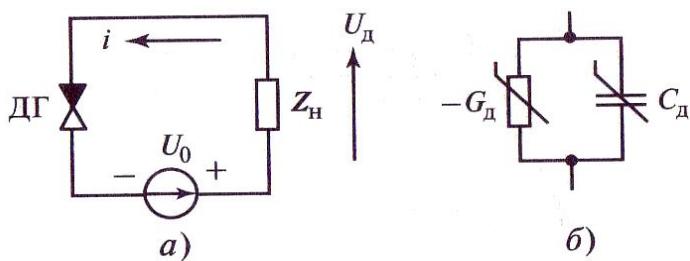
Эквивалентная схема (ЭС) ГДГ (рис. 14.13, а) включает в себя собственно диод, источник ЭДС  $U_0$  и сопротивление нагрузки  $Z_H$ . Кристалл ДГ обычно имеет ЭС в виде отрицательной проводимости по первой гармонике  $-G_D$  шунтированной емкостью  $C_D$  (рис. 14.13, б), поэтому требуется нагрузка типа параллельного колебательного контура. Оба элемента ЭС ( $-G_D$  и  $C_D$ ) помечены как нелинейные, поскольку зависят от амплитуды переменного напряжения на чипе  $U_D$ .

Режимы работы ДГ в генераторной схеме различаются по типу образующегося домена. Решающее влияние на тип домена оказывает относительный уровень высокочастотного напряжения на нагрузке  $U_D/U_0$ . Важно понять, что один и тот же ДГ может работать в различных режимах, которые последовательно переходят один в другой по мере изменения  $U_D$ .

Обычно в непрерывном режиме  $U_D = (2...3)U_{nop}$ . При таком напряжении питания зависимость  $G_D(U_D)$  чаще всего «жесткая» и имеет протяженную область практически постоянной отрицательной проводимости (рис. 14.14). Предельная (максимальная) амплитуда колебаний, при которой  $G_D$  меняет знак,  $U_M = U_0 - U_{nop}/k_v$

Область малых  $U_D$  соответствует *режиму отрицательной проводимости со статическим доменом* (обычно у анода). На малом сигнале  $G_{D0}R_0 \approx (1 - 1/k_v)(1 - 1/k_v + U_0/U_{nop})^{-2} \approx 1/(10...15)$  (14.24)

где  $R_0$  — сопротивление ДГ в слабом поле, измеряемое при  $u < U_{nop}/2$ .



**Рис. 14.13. Эквивалентные схемы генератора на диоде Ганна (а) и кристалла диода Ганна (б)**

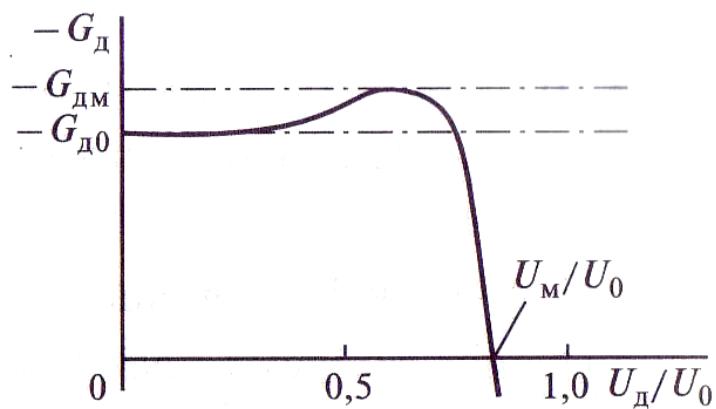


Рис. 14.14. Колебательная характеристика диода Ганна

По мере увеличения уровня колебаний статический домен постепенно уменьшается. При  $U_d/U_0 \approx 0,4..0,5$  к нему добавляется бегущий домен, существующий в течение той части периода колебания, когда рабочая точка находится в области ОДП.

При  $U_d > 0,5U_0$  статический домен окончательно подавляется. Остается лишь нестационарный бегущий домен, достигающий наибольшего развития при  $U_d \approx 0,6U_0$ . Это зона так называемых гибридных режимов, в которых и работают реальные ДГ, отдающие полезную мощность  $P_1$  близкую к максимальной.

Для приближенного расчета ДГ в гибридном режиме можно принять, что при  $du/dt > 0$  движение рабочей точки описывается кривой  $v_{dp}(E)$ , поскольку на этой части периода домен еще не успел заметно вырасти (рис. 14.15, а). При последующем убывании мгновенного напряжения на диоде  $i(t) \approx I_{HAC}$  вплоть до  $u = U_{POR}$  затем следует участок рассасывания домена в области  $u < U_{POR}$ .

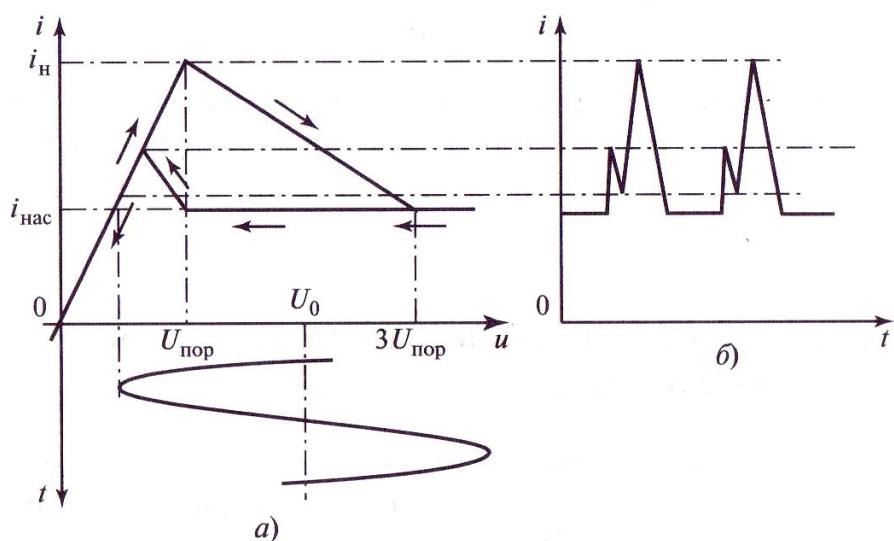


Рис. 14.15 Вольт-амперная характеристика ДГ и гибридном режиме (а) и соответствующая ей форма импульсов тока (б)

Наличие провалов в импульсах тока ДГ и «пьедестала»  $I_{HAC}$  приводит к низким значениям коэффициента формы импульса:  $g_1 = I_1/I_0 < 0.35$  при  $k_v = 2$ , поэтому даже максимальное значение электронного КПД ГДГ  $\eta_E$  не превышает 17 %.

Дальнейшее приближение  $U_D$  к  $U_M$  сопровождается подавлением домена, так как увеличивающееся время пребывания рабочей точки левее порога снижает «затравочное» напряжение  $u_{D0}$ , с которого начинается рост домена при очередном заходе в область ОДП. В итоге при  $U_D \approx U_M$  в ДГ обычно устанавливается *режим ограниченного накопления объемного заряда* (ОНЗ) с близким к равномерному распределением поля  $E(x) = u/s$ . Соответственно ВАХ диода совпадает в этом случае с зависимостью  $v_{DP}(E)$ . Амплитудные характеристики  $C_D = (U_D)$  весьма многообразны. Для ориентировки можно принять  $C_D \sim C_0/2$  ( $C_0$  — «холодная» емкость ДГ при выключенном питании) в области существования статического домена с дальнейшим возрастанием до  $C_0$  в районе максимума отдаваемой мощности.

Начиная с частоты 15 ГГц, наблюдается дополнительное увеличение  $C_D$ , обусловленное проявлением инерционности междолинного перехода.

В «длинных» ( $s \approx 50\ldots100 \text{ мкм}$ ) относительно низкочастотных ДГ первых лет освоения эффекта Ганна при  $Z_H \sim R_0$  возникал *пролетный режим*, заключающийся в периодическом зарождении на катоде дипольного домена, движении его через активный слой диода и втягивании в анод. Частота пролетных колебаний в основном определяется временем движения домена через активный слой и соответственно оценивается как

$$f_{PP} \approx 100/s, \quad (14.25)$$

где частота измерена в гигагерцах, а  $s$  — в микрометрах. В современных ДГ  $f_{PP}$  примерно соответствует середине рабочего диапазона. По сравнению с ЛПД [см. (14.16)] активный слой ДГ примерно вдвое толще.

#### 14.4. Конструкции и эквивалентные схемы диодных генераторов

Для защиты от воздействия окружающей среды диодный кристалл помещают в специальный герметичный корпус. В диапазоне крайне высоких частот (КВЧ) (миллиметровый диапазон) корпус диода имеет вид миниатюрной таблетки диаметром 0,5... 1 мм и высотой 0,2...0,5 мм (рис. 14.16), смонтированной на штифте тепло-

отвода. Герметизирующее кольцо выполняется из СНЧ- керамики рубина или кварца.

Эквивалентная схема диода в корпусе (рис. 14.17) включает в себя собственно кристалл и элементы, характеризующие влияние корпуса: индуктивность  $L_K = 0,05 \dots 0,6$  нГн, емкость  $C_K = 0,1 \dots 0,5$  пФ, и сопротивление  $r_K = 0,3 \dots 2,0$  Ом, с помощью которого учтены потери в соединительном проводнике, диэлектрике и базе диода.

Корпус диода всегда в большей или меньшей мере трансформирует комплексное сопротивление полупроводниковой структуры. В итоге характеристики диода по отношению к внешним выводам корпуса, которыми диод подключен к внешней цепи, могут радикально отличаться от первоначальных, свойственных чипу. В частности, и для ЛПД, и для ДГ характерно, что по отношению к выводам корпуса комплексное сопротивление диода представляет собой отрицательное сопротивление 1...5 Ом, соединенное последовательно с небольшим реактивным сопротивлением.

Сходство выходных комплексных сопротивлений ЛПД и ДГ порождает общность конструкций ГЛПД и ГДГ. Резонансную систему диодного автогенератора (ДАГ) можно сформировать на основе коаксиальной, волноводной, микрополосковой линии и других типов линий передачи (рис. 14.18).

Например, нередко низкое комплексное сопротивление диода ( $\text{Д}$ ) в корпусе согласовывают с волноводом стандартного сечения с помощью металлического диска (рис. 14.18,  $z$ ), образующего радиальный резонатор с широкой стенкой волновода. Подвижные короткозамыкатели служат для механической перестройки частоты колебаний. Обычно используется низший по частоте резонанс (основной тон)

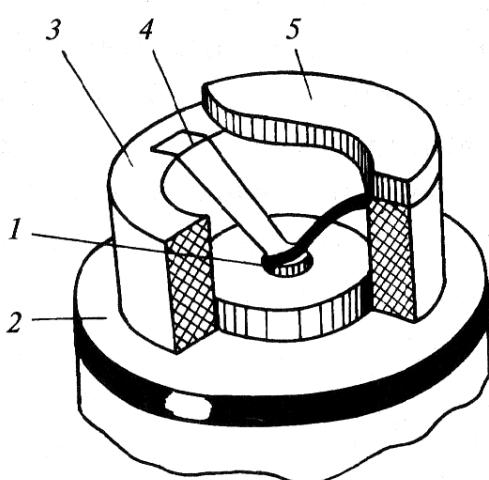


Рис. 14.16. Диод КВЧ-диапазона в корпусе:

1 — полупроводниковый кристалл; 2 — штифт теплоотвода; 3 — герметизирующее диэлектрическое кольцо; 4 — соединительная лента; 5 — крышка корпуса

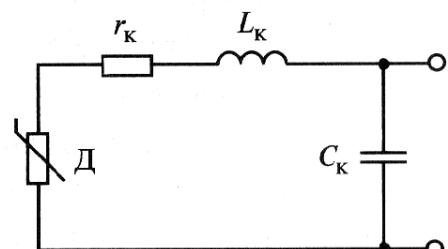
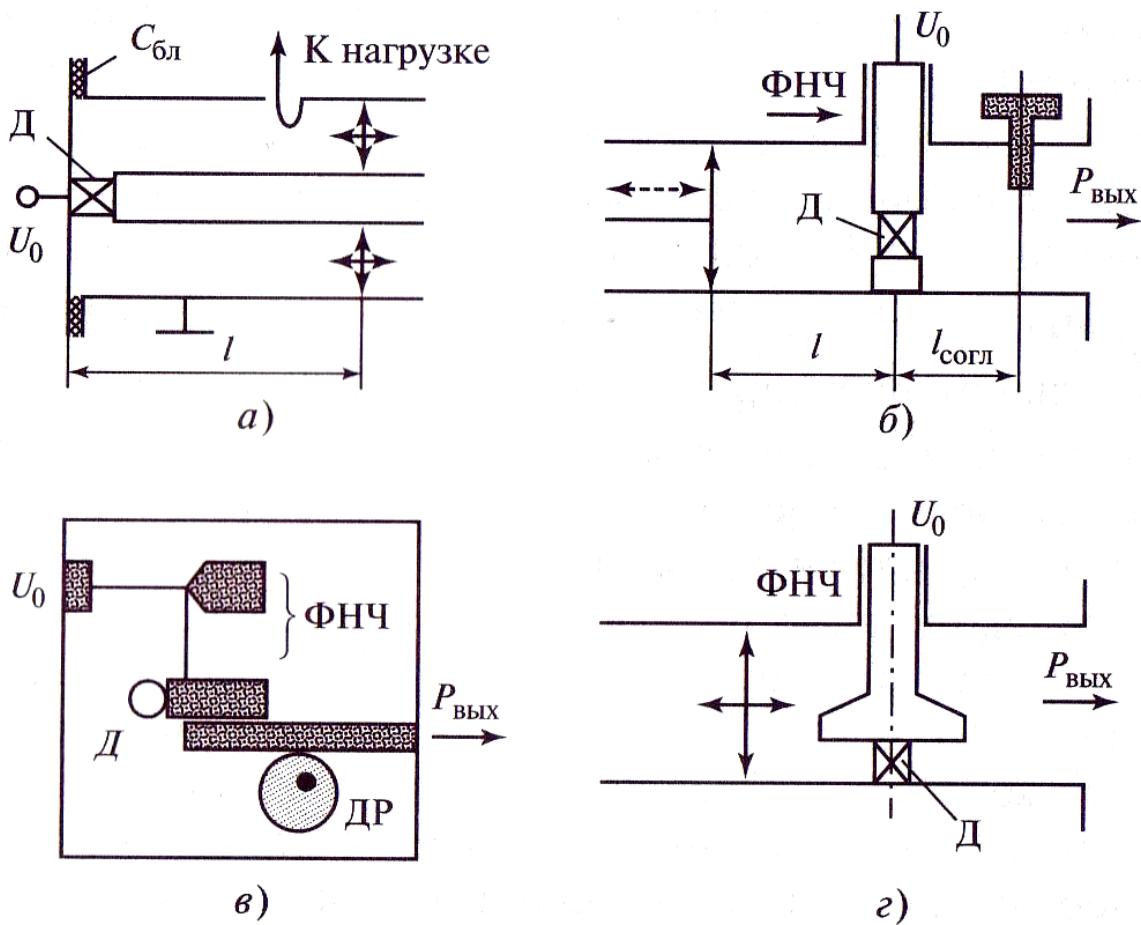


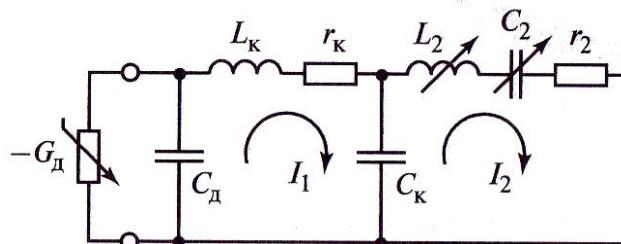
Рис. 14.17. Эквивалентная схема СВЧ-диода в корпусе



**Рис. 14.18. Эскизы конструкций диодных генераторов:**

**а** — коаксиальная; **б** — волноводная; **в** — микрополосковая с диэлектрическим резонатором (ДР); **г** — волноводная с радиальным резонатором распределенного контура. Поэтому длина резонатора  $l$  в этом случае равна приблизительно половине длины волны в линии. (Вспомните про низкое комплексное сопротивление диода!) Связь с нагрузкой регулируется вращением петли связи (рис. 14.18, *а*) либо использованием подстроек штырей (на рис. 14.18, *б* штырь расположен на расстоянии  $l_{\text{согл}}$  от диода) и диафрагм.

Эквивалентные схемы ДАГ включают в себя три основных звена: кристалл АЭ, корпус диода и внешнюю цепь. В простейшем случае внешнюю цепь можно представить одиночным колебательным контуром. Тогда схема ДАГ становится двухконтурной (рис. 14.19), для которой существуют две частоты связи. При включении питания устанавливается та частота связи, для которой больше запас по самовозбуждению. Это может стать причиной скачков частоты и амплитуды при изменении связи с нагрузкой и перестройке генератора по частоте.



**Рис. 14.19. Двухконтурная ЭС диодного генератора**

## 14.5. Управление колебаниями диодных генераторов

Амплитудная модуляция осуществляется в ДАГ изменением режима питания либо с помощью добавляемого в тракт управляемого аттенюатора.

В ГЛПД можно получить достаточно глубокую и относительно линейную АМ, меняя ток питания. В ГДГ это трудно осуществить, поскольку зависимость уровня колебаний от  $U_0$  нелинейна и, как правило, содержит разрывы и гистерезисные области. На практике в ДАГ чаще всего применяется импульсная АМ. Основная сложность, с которой в этом случае приходится сталкиваться, это значительная сопутствующая ЧМ, вызванная изменением температуры активного слоя диода за время действия модулирующего импульса. Например частота генерации волноводного ГДГ 3-сантиметрового диапазона изменяется на 20...25 МГц за время действия импульса длительностью 1 мкс.

Тепловая постоянная времени активного слоя 1...4 мкс, поэтому для уменьшения паразитной ЧМ переходят к импульсам наносекундной длительности, дополняя эту меру синхронизацией модулируемого ДАГ от источника сигнала с постоянной частотой.

Основной способ получения ЧМ — это, как и в автогенераторах других типов, перестройка колебательной системы с помощью варикапов. Диапазон перестройки определяется качеством варикапов, типом колебательной системы и уровнем генерируемой мощности и изменяется от 100 МГц до 5 ГГц. При малых скоростях перестройки эффективно использование управляемых магнитным полем гиromагнитных резонаторов на основе железоиттриевого граната (ЖИГ-сфера, ЖИГ-резонатор). Генераторы на ДГ с такими элементами перестраиваются в пределах октавы и более. Наконец, можно получить ЧМ с умеренной девиацией, модулируя диод по питанию.

Диапазон механической перестройки ДАГ по частоте зависит от типа диода, конструкции генератора и рабочего диапазона. Коаксиальные конструкции, как правило, можно перестраивать во всей полосе рабочих частот диода. В волноводных конструкциях на сантиметровых волнах отношение крайних частот генерации обычно составляет 1,4... 1,5. В миллиметровом диапазоне усиливается влияние параметров корпуса диода и промежуточных цепей согласования.

В результате диапазон механической перестройки частоты здесь обычно не превышает 20 %.

## 14.6. Способы повышения КПД диодных генераторов

Полный КПД диодных генераторов рассчитывают по формуле  $\eta = \eta_e \eta_k$  где, как обычно,  $\eta_e$  — электронный КПД,  $\eta_k$  — КПД колебательной системы. В зависимости от диапазона частот, потерь в сопротивлении корпуса  $r_k$  и качества выполнения колебательной системы  $\eta_k = 0,5..0,9$ , так что умелым выполнением колебательной системы можно заметно повысить полный КПД генератора.

Главное при этом — выносить контактные соединения в плоскости минимума СВЧ-тока и минимизировать потери в ФНЧ цепи питания. Еще один способ — использовать совместную работу диодов, это позволяет усилить связь с полезной нагрузкой и соответственно увеличить  $\eta_k$  благодаря возрастанию кажущегося сопротивления нагрузки.

Электронный КПД ЛПД снижает относительно большое падение напряжения на слое лавинного умножения, заметно уменьшающее коэффициент использования напряжения питания  $\xi = U_w / U_0$ . Для ослабления этого эффекта разработан двухпролетный ЛПД с симметричным  $p-n$ -переходом, в середине которого расположен слой умножения, а справа и слева от него — два пролетных пространства для электронов и дырок соответственно.

В ДГ основной путь увеличения  $\eta_{e\theta}$  — снижение температуры кристалла и переход на фосфид индия.

Обе эти меры позволяют увеличить  $k_v$  и на этой основе поднять  $g_1$ .

Общий метод улучшения КПД диодных генераторов — использование высших гармоник. В частности, в ГДГ переход в полигармонический режим (его также называют *релаксационным*) при  $k_v = 2$  позволяет увеличить  $\eta_{e\theta}$  в пределе до 33 %. Полезный эффект возникает вследствие того, что при оптимальной фазировке высшие гармоники устраниют провал в импульсе тока, что увеличивает коэффициент формы импульса  $g_1$ .

## Контрольные вопросы и задания

1. Перечислите основные типы генераторных СВЧ-диодов и области применения диодных генераторов СВЧ.
2. На использовании каких физических явлений основана работа ЛПД?
3. Нарисуйте ВАХ ЛПД, укажите рабочую точку.
4. Почему ЛПД питается от источника тока, а не от источника ЭДС?
5. Что такое «функция умножения» в теории ЛПД?
6. Назовите основные типы полупроводников, используемых в ЛПД.

7. Нарисуйте характеристику скорость—поле, укажите рабочую зону ЛПД.
8. Нарисуйте и объясните эквивалентную схему слоя умножения.
9. Нарисуйте и объясните эквивалентную схему пролетного пространства.
10. Как меняется скорость носителей при движении в пролетном пространстве?
11. Нарисуйте форму импульсов лавинного тока ЛПД.
12. Нарисуйте зависимость средней крутизны по первой гармонике лавинного тока ЛПД от амплитуды колебаний на слое умножения.
13. Нарисуйте и объясните эквивалентную схему ГЛПД.
14. Что такое пусковой ток? Как он связан с запасом по самовозбуждению?
15. Нарисуйте строение зоны проводимости арсенида галлия и-типа. Укажите параметры электронов в центральной и боковых долинах.
16. Что такое двухдолинная модель?
17. Нарисуйте зависимость скорости электронов от напряженности поля для GaAs. Приведите значения параметров, определяющих ход этой зависимости.
18. Объясните механизм образования падающего участка на характеристике скорость—поле.
19. Как образуется домен? Перечислите известные типы доменов.
20. Опишите зависимость режима работы ДГ от уровня колебаний.
21. Укажите способы повышения КПД генераторов на ЛПД и ДГ.
22. Как осуществляется АМ в диодных генераторах?
23. Как осуществляется ЧМ в диодных генераторах?
24. Приведите данные о диапазоне перестройки диодного генератора.
25. Приведите ЭС диода в корпусе. Укажите типичные значения параметров корпуса.
26. Нарисуйте и объясните ЭС диодного генератора. Какую роль в ней играет корпус диода?

## ПРИЛОЖЕНИЕ

---

**Таблица коэффициентов для косинусоидального импульса**

$\Theta$ , град	$\cos \theta$	$\alpha_0$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\gamma_0$	$\gamma_1$	$\beta_0$	$\beta_1$	$g_1$	$g_2$
0	1,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	0,000	2,00	2,00
1	1,000	0,004	0,007	0,007	0,007					2,00	2,00
2	0,999	0,007	0,015	0,015	0,015					2,00	2,00
3	0,999	0,011	0,022	0,022	0,022					2,00	2,00
4	0,998	0,015	0,030	0,030	0,029					2,00	2,00
5	0,996	0,019	0,037	0,037	0,037					2,00	1,99
6	0,995	0,022	0,044	0,044	0,044	0,0001	0,0002	0,0001	0,0002	2,00	1,99
7	0,993	0,026	0,052	0,052	0,051	0,0002	0,0004	0,0002	0,0004	2,00	1,99
8	0,990	0,030	0,059	0,059	0,058	0,0003	0,0006	0,0003	0,0006	2,00	1,98
9	0,988	0,033	0,066	0,066	0,065	0,0004	0,0008	0,0004	0,0008	2,00	1,98
10	0,985	0,037	0,074	0,073	0,072	0,0006	0,0011	0,0006	0,0011	1,99	1,98
11	0,982	0,041	0,081	0,080	0,079	0,0007	0,0015	0,0008	0,0015	1,99	1,97
12	0,978	0,044	0,088	0,087	0,085	0,0010	0,0019	0,0010	0,0020	1,99	1,97
13	0,974	0,048	0,096	0,094	0,092	0,0012	0,0025	0,0013	0,0025	1,99	1,96
14	0,970	0,052	0,103	0,101	0,098	0,0015	0,0031	0,0016	0,0032	1,99	1,95
15	0,966	0,055	0,110	0,108	0,104	0,0019	0,0038	0,0020	0,0039	1,99	1,95
16	0,961	0,059	0,117	0,115	0,110	0,0023	0,0045	0,0024	0,0047	1,98	1,94
17	0,956	0,063	0,125	0,121	0,116	0,0027	0,0054	0,0029	0,0057	1,98	1,93
18	0,951	0,067	0,132	0,128	0,122	0,0033	0,0065	0,0034	0,0068	1,98	1,92
19	0,946	0,070	0,139	0,134	0,127	0,0038	0,0076	0,0040	0,0080	1,98	1,91
20	0,940	0,074	0,146	0,141	0,132	0,0045	0,0088	0,0047	0,0094	1,98	1,90
21	0,934	0,078	0,153	0,147	0,137	0,0052	0,0102	0,0055	0,0109	1,97	1,89
22	0,927	0,081	0,160	0,153	0,142	0,0059	0,0117	0,0064	0,0126	1,97	1,88
23	0,921	0,085	0,167	0,159	0,147	0,0068	0,0133	0,0073	0,0144	1,97	1,87
24	0,914	0,089	0,174	0,165	0,151	0,0077	0,0151	0,0084	0,0165	1,97	1,86
25	0,906	0,092	0,181	0,171	0,155	0,0086	0,0170	0,0095	0,0187	1,96	1,85
26	0,899	0,096	0,188	0,177	0,159	0,010	0,019,	0,011	0,021	1,96	1,84
27	0,891	0,100	0,195	0,182	0,162	0,011	0,021	0,012	0,024	1,96	1,83
28	0,883	0,103	0,202	0,188	0,166	0,012	0,024	0,014	0,027	1,95	1,82
29	0,875	0,107	0,208	0,193	0,169	0,013	0,026	0,015	0,030	1,95	1,80
30	0,866	0,111	0,215	0,198	0,171	0,015	0,029	0,017	0,033	1,95	1,79
31	0,857	0,114	0,222	0,203	0,174	0,016	0,032	0,019	0,037	1,94	1,78
32	0,848	0,118	0,229	0,208	0,176	0,018	0,035	0,021	0,041	1,94	1,76

*Продолжение приложения*

$\Theta$ , град	$\cos \theta$	$\alpha_0$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\gamma_0$	$\gamma_1$	$\beta_0$	$\beta_1$	$g_1$	$g_2$
33	0,839	0,122	0,235	0,213	0,178	0,020	0,038	0,023	0,045	1,93	1,75
34	0,829	0,125	0,242	0,217	0,180	0,021	0,041	0,026	0,050	1,93	1,73
35	0,819	0,129	0,248	0,221	0,181	0,023	0,045	0,028	0,055	1,93	1,72
36	0,809	0,132	0,255	0,226	0,183	0,025	0,049	0,031	0,060	1,92	1,70
<b>37</b>	0,799	0,136	0,261	0,230	0,183	0,027	0,053	0,034	0,066	1,92	1,69
38	0,788	0,140	0,267	0,234	0,184	0,030	0,057	0,038	0,072	hPi	1,67
39	0,777	0,143	0,274	0,237	0,184	0,032	0,061	0,041	0,078	1,91	1,66
40	0,766	0,147	0,280	0,241	0,185	0,034	0,065	0,045	0,085	1,41	1,64
41	0,755	0,151	0,286	0,244	0,184	0,037	0,070	0,044	0,093	1,90	1,62
42	0,743	0,154	0,292	0,248	0,184	0,040	0,075	0,053	0,101	1,90	1,61
43	0,731	0,158	0,298	0,251	0,183	0,042	0,0X0	0,058	0,110	1,89	1,59
44	0,719	0,161	0,304	0,253	0,182	0,045	0,085	0,063	0,119	1,89	1,57
45	0,707	0,165	0,310	0,256	0,181	0,048	0,091	0,068	0,128	1,88	1,55
46	0,695	0,168	0,316	0,259	0,180	0,051	0,096	0,074	0,139	1,88	1,54
47	0,682	0,172	0,322	0,261	0,178	0,055	0,102	0,080	0,150	1,87	1,52
48	0,669	0,176	0,328	0,263	0,176	0,058	0,108	0,087	0,162	1,86	1,50
49	0,656	0,179	0,333	0,265	0,174	0,062	0,115	0,094	0,175	1,86	1,48
50	0,643	0,183	0,339	0,267	0,172	0,065	0,121	0,102	0,188	1,85	1,46
51	0,629	0,186	0,344	0,269	0,169	0,069	0,128	0,110	0,203	1,85	1,44
52	0,616	0,190	0,350	0,270	0,166	0,073	0,134	0,119	0,218	1,84	1,42
53	0,602	0,193	0,355	0,271	0,163	0,077	0,141	0,128	0,235	1,84	1,40
54	0,588	0,197	0,361	0,273	0,160	0,081	0,149	0,138	0,253	1,83	1,38
55	0,574	0,200	0,366	0,274	0,157	0,085	0,156	0,149	0,272	1,82	1,36
56	0,559	0,204	0,371	0,274	0,153	0,090	0,164	0,161	0,292	1,82	1,34
57	0,545	0,208	0,376	0,275	0,150	0,094	0,171	0,173	0,314	1,81	1,32
58	0,530	0,211	0,381	0,275	0,146	0,099	0,179	0,187	0,338	1,81	1,30
59	0,515	0,215	0,386	0,276	0,142	0,104	0,187	0,202	0,364	1,80	1,28
60	0,500	0,218	0,391	0,276	0,138	0,109	0,196	0,218	0,391	1,79	1,26
61	0,485	0,221	0,396	0,276	0,134	0,114	0,204	0,235	0,421	1,79	1,24
62	0,469	0,225	0,401	0,275	0,129	0,119	0,212	0,254	0,453	1,78	1,22
63	0,454	0,228	0,405	0,275	0,125	0,125	0,221	0,275	0,487	1,77	1,20
64	0,438	0,232	0,410	0,274	0,120	0,130	0,230	0,297	0,525	1,77	1,18
65	0,423	0,235	0,414	0,274	0,116	0,136	0,239	0,322	0,566	1,76	1,16
66	0,407	0,239	0,419	0,273	0,111	0,142	0,248	0,348	0,611	1,75	1,14
67	0,391	0,242	0,423	0,272	0,106	0,148	0,258	0,378	0,660	1,75	1,12
68	0,375	0,246	0,427	0,270	0,101	0,154	0,267	0,410	0,713	1,74	1,10
69	0,358	0,249	0,431	0,269	0,096	0,160	0,277	0,446	0,772	1,73	1,08

*Продолжение приложения*

$\Theta$ , град	$\cos \theta$	$\alpha_0$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\gamma_0$	$\gamma_1$	$\beta_0$	$\beta_1$	$g_1$	$g_2$
70	0,342	0,252	0,436	0,268	0,092	0,166	0,287	0,486	0,838	1,73	1,06
71	0,326	0,256	0,440	0,266	0,087	0,173	0,296	0,530	0,911	1,72	1,04
72	0,309	0,259	0,444	0,264	0,082	0,179	0,306	0,580	0,992	1,71	1,02
73	0,292	0,263	0,447	0,262	0,077	0,186	0,317	0,636	1,083	1,70	1,00
74	0,276	0,266	0,451	0,260	0,072	0,193	0,327	0,699	1,186	1,70	0,98
75	0,259	0,269	0,455	0,258	0,067	0,200	0,337	0,771	1,302	1,69	0,96
76	0,242	0,273	0,458	0,256	0,062	0,207	0,348	0,854	1,436	1,68	0,94
77	0,225	0,276	0,462	0,253	0,057	0,214	0,358	0,951	1,591	1,67	0,92
78	0,208	0,279	0,465	0,251	0,052	0,221	0,369	1,064	1,773	1,67	0,90
79	0,191	0,283	0,469	0,248	0,047	0,229	0,379	1,199	1,988	1,66	0,88
80	0,174	0,286	0,472	0,245	0,043	0,236	0,390	1,361	2,246	1,65	0,86
81	0,156	0,289	0,475	0,242	0,038	0,244	0,401	1,560	2,562	1,64	0,84
82	0,139	0,293	0,478	0,239	0,033	0,252	0,412	1,809	2,958	1,63	0,82
83	0,122	0,296	0,481	0,236	0,029	0,260	0,423	2,131	3,468	1,63	0,80
84	0,105	0,299	0,484	0,233	0,024	0,268	0,434	2,562	4,148	1,62	0,78
85	0,087	0,302	0,487	0,230	0,020	0,276	0,445	3,166	5,101	1,61	0,76
86	0,070	0,306	0,490	0,226	0,016	0,284	0,456	4,074	6,532	1,60	0,74
87	0,052	0,309	0,492	0,223	0,012	0,293	0,467	5,590	8,917	1,60	0,72
88	0,035	0,312	0,495	0,219	0,008	0,301	0,478	8,626	13,690	1,59	0,70
89	0,017	0,315	0,498	0,216	0,004	0,310	0,489	17,742	28,013	1,58	0,69
90	0,000	0,318	0,500	0,212	0,000	0,318	0,500	$\infty$	$\infty$	1,57	0,67
91	-0,017	0,321	0,502	0,208	-0,004	0,327	0,511	-18,742	-29,286	1,56	0,65
92	-0,035	0,325	0,505	0,205	-0,007	0,336	0,522	-9,626	-14,963	1,55	0,63
93	-0,052	0,328	0,507	0,201	-0,011	0,345	0,533	-6,590	-10,190	1,55	0,61
94	-0,070	0,331	0,509	0,197	-0,014	0,354	0,544	-5,074	-7,804	1,54	0,60
95	-0,087	0,334	0,511	0,193	-0,017	0,363	0,555	-4,166	-6,373	1,53	0,58
96	-0,105	0,337	0,513	0,189	-0,020	0,372	0,566	-3,562	-5,419	1,52	0,56
97	-0,122	0,340	0,515	0,185	-0,023	0,382	0,577	-3,131	-4,738	1,51	0,54
98	-0,139	0,343	0,516	0,181	-0,025	0,391	0,588	-2,809	-4,227	1,50	0,53
99	-0,156	0,346	0,518	0,177	-0,028	0,400	0,599	-2,560	-3,830	1,50	0,51
100	-0,174	0,349	0,520	0,173	-0,030	0,410	0,610	-2,361	-3,513	1,49	0,49
101	-0,191	0,352	0,521	0,169	-0,032	0,420	0,621	-2,199	-3,253	1,48	0,48
102	-0,208	0,355	0,523	0,164	-0,034	0,429	0,631	-2,064	-3,037	1,47	0,46
103	-0,225	0,358	0,524	0,160	-0,036	0,439	0,642	-1,951	-2,854	1,46	0,45
104	-0,242	0,361	0,525	0,156	-0,038	0,449	0,652	-1,854	-2,697	1,45	0,43
105	-0,259	0,364	0,527	0,152	-0,039	0,458	0,663	-1,771	-2,561	1,45	0,42
106	-0,276	0,367	0,528	0,148	-0,041	0,468	0,673	-1,699	-2,442	1,44	0,40

*Продолжение приложения*

$\Theta$ , град	$\cos \theta$	$\alpha_0$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\gamma_0$	$\gamma_1$	$\beta_0$	$\beta_1$	$g_1$	$g_2$
107	-0,292	0,370	0,529	0,144	-0,042	0,478	0,683	-1,636	-2,338	1,43	0,39
108	-0,309	0,373	0,530	0,139	-0,043	0,488	0,694	-1,580	-2,244	1,42	0,37
109	-0,326	0,376	0,531	0,135	-0,044	0,498	0,704	-1,530	-2,161	1,41	0,36
ПО	-0,342	0,379	0,532	0,131	-0,045	0,508	0,713	-1,486	-2,086	1,40	0,35
111	-0,358	0,381	0,532	0,127	-0,046	0,518	0,723	-1,446	-2,018	1,40	0,33
112	-0,375	0,384	0,533	0,123	-0,046	0,528	0,733	-1,410	-1,956	1,39	0,32
113	-0,391	0,387	0,534	0,119	-0,047	0,538	0,742	-1,378	-1,900	1,38	0,31
114	-0,407	0,390	0,534	0,115	-0,047	0,548	0,752	-1,348	-1,848	1,37	0,30
115	-0,423	0,393	0,535	0,111	-0,047	0,558	0,761	-1,322	-1,800	1,36	0,28
116	-0,438	0,395	0,535	0,107	-0,047	0,569	0,770	-1,297	-1,756	1,35	0,27
117	-0,454	0,398	0,536	0,103	-0,047	0,579	0,779	-1,275	-1,715	1,35	0,26
118	-0,469	0,401	0,536	0,099	-0,047	0,5X9	0,788	-1,254	-1,677	1,34	0,25
119	-0,485	0,403	0,536	0,096	-0,046	0,599	0,796	-1,235	-1,642	1,33	0,24
120	-0,500	0,406	0,536	0,092	-0,046	0,609	0,804	-1,218	-1,609	1,32	0,23
121	-0,515	0,409	0,536	0,088	-0,045	0,619	0,813	-1,202	-1,578	1,31	0,22
122	-0,530	0,411	0,537	0,085	-0,045	0,629	0,821	-1,187	-1,549	1,30	0,21
123	-0,545	0,414	0,537	0,081	-0,044	0,639	0,829	-1,173	-1,522	1,30	0,20
124	-0,559	0,416	0,536	0,078	-0,043	0,649	0,836	-1,161	-1,496	1,29	0,19
125	-0,574	0,419	0,536	0,074	-0,043	0,659	0,844	-1,149	-1,471	1,28	0,18
126	-0,588	0,421	0,536	0,071	-0,042	0,669	0,851	-1,138	-1,448	1,27	0,17
127	-0,602	0,424	0,536	0,067	-0,041	0,679	0,859	-1,128	-1,427	1,26	0,16
128	-0,616	0,426	0,536	0,064	-0,040	0,689	0,866	-1,119	-1,406	1,26	0,15
129	-0,629	0,429	0,535	0,061	-0,038	0,698	0,872	-1,110	-1,386	1,25	0,14
130	-0,643	0,431	0,535	0,058	-0,037	0,708	0,879	-1,102	-1,367	1,24	0,13
131	-0,656	0,433	0,535	0,055	-0,036	0,718	0,885	-1,094	-1,350	1,23	0,13
132	-0,669	0,436	0,534	0,052	-0,035	0,727	0,892	-1,087	-1,332	1,23	0,12
133	-0,682	0,438	0,534	0,049	-0,034	0,737	0,898	-1,080	-1,316	1,22	0,11
134	-0,695	0,440	0,533	0,047	-0,032	0,746	0,904	-1,074	-1,301	1,21	0,11
135	-0,707	0,443	0,533	0,044	-0,031	0,755	0,909	-1,068	-1,286	1,20	0,10
136	-0,719	0,445	0,532	0,041	-0,030	0,765	0,915	-1,063	-1,271	1,20	0,09
137	-0,731	0,447	0,531	0,039	-0,028	0,774	0,920	-1,058	-1,258	1,19	0,09
138	-0,743	0,449	0,531	0,036	-0,027	0,783	0,925	-1,053	-1,245	1,18	0,08
139	-0,755	0,451	0,530	0,034	-0,026	0,792	0,930	-1,049	-1,232	1,17	0,08
140	-0,766	0,453	0,529	0,032	-0,024	0,800	0,935	-1,045	-1,220	1,17	0,07
141	-0,777	0,455	0,528	0,030	-0,023	0,809	0,939	-1,041	-1,208	1,16	0,07
142	-0,788	0,457	0,528	0,028	-0,022	0,818	0,943	-1,038	-1,197	1,15	0,06
143	-0,799	0,459	0,527	0,026	-0,021	0,826	0,947	-1,034	-1,186	1,15	0,06

Окончание приложения

$\Theta$ , град	$\cos \theta$	$\alpha_0$	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\gamma_0$	$\gamma_1$	$\beta_0$	$\beta_1$	$g_1$	$g_2$
144	-0,809	0,461	0,526	0,024	-0,019	0,834	0,951	-1,031	-1,176	1,14	0,05
145	-0,819	0,463	0,525	0,022	-0,018	0,842	0,955	-1,028	-1,166	1,13	0,05
146	-0,829	0,465	0,524	0,020	-0,017	0,850	0,959	-1,026	-1,156	1,13	0,04
147	-0,839	0,467	0,523	0,019	-0,016	0,858	0,962	-1,023	-1,147	1,12	0,04
148	-0,848	0,469	0,522	0,017	-0,014	0,866	0,965	-1,021	-1,138	1,11	0,04
149	-0,857	0,470	0,521	0,016	-0,013	0,873	0,968	-1,019	-1,130	1,11	0,03
150	-0,866	0,472	0,520	0,014	-0,012	0,881	0,971	-1,017	-1,121	1,10	0,03
151	-0,875	0,474	0,519	0,013	-0,011	0,888	0,974	-1,015	-1,113	1,10	0,03
152	-0,883	0,475	0,519	0,012	-0,010	0,895	0,976	-1,014	-1,106	1,09	0,02
153	-0,891	0,477	0,518	0,011	-0,009	0,902	0,979	-1,012	-1,098	1,09	0,02
154	-0,899	0,478	0,517	0,009	-0,008	0,909	0,981	-1,011	-1,091	1,08	0,02
155	-0,906	0,480	0,516	0,008	-0,008	0,915	0,983	-1,010	-1,085	1,07	0,02
156	-0,914	0,481	0,515	0,007	-0,007	0,921	0,985	-1,008	-1,078	1,07	0,02
157	-0,921	0,483	0,514	0,007	-0,006	0,927	0,987	-1,007	-1,072	1,06	0,01
158	-0,927	0,484	0,513	0,006	-0,005	0,933	0,988	-1,006	-1,066	1,06	0,01
159	-0,934	0,485	0,512	0,005	-0,005	0,939	0,990	-1,006	-1,060	1,05	0,01
160	-0,940	0,487	0,511	0,004	-0,004	0,944	0,991	-1,005	-1,055	1,05	0,01
161	-0,946	0,488	0,510	0,004	-0,004	0,949	0,992	-1,004	-1,050	1,05	0,01
162	-0,951	0,489	0,509	0,003	-0,003	0,954	0,994	-1,003	-1,045	1,04	0,01
163	-0,956	0,490	0,508	0,003	-0,003	0,959	0,995	-1,003	-1,040	1,04	0,01
164	-0,961	0,491	0,508	0,002	-0,002	0,964	0,995	-1,002	-1,036	1,03	0,00
165	-0,966	0,492	0,507	0,002	-0,002	0,968	0,996	-1,002	-1,031	1,03	0,00
166	-0,970	0,493	0,506	0,002	-0,001	0,972	0,997	-1,002	-1,027	1,03	0,00
167	-0,974	0,494	0,505	0,001	-0,001	0,976	0,998	-1,001	-1,024	1,02	0,00
168	-0,978	0,495	0,505	0,001	-0,001	0,979	0,998	-1,001	-1,020	1,02	0,00
169	-0,982	0,496	0,504	0,001	-0,001	0,982	0,999	-1,001	-1,017	1,02	0,00
170	-0,985	0,496	0,503	0,001	-0,001	0,985	0,999	-1,001	-1,014	1,01	0,00
171	-0,988	0,497	0,503	0,000	0,000	0,988	0,999	-1,000	-1,012	1,01	0,00
172	-0,990	0,498	0,502	0,000	0,000	0,991	0,999	-1,000	-1,009	1,01	0,00
173	-0,993	0,498	0,502	0,000	0,000	0,993	1,000	-1,000	-1,007	1,01	0,00
174	-0,995	0,499	0,501	0,000	0,000	0,995	1,000	-1,000	-1,005	1,01	0,00
175	-0,996	0,499	0,501	0,000	0,000	0,996	1,000	-1,000	-1,004	1,00	0,00
176	-0,998	0,499	0,501	0,000	0,000	0,998	1,000	-1,000	-1,002	1,00	0,00
177	-0,999	0,500	0,500	0,000	0,000	0,999	1,000	-1,000	-1,001	1,00	0,00
178	-0,999	0,500	0,500	0,000	0,000	0,999	1,000	-1,000	-1,001	1,00	0,00
179	-1,000	0,500	0,500	0,000	0,000	1,000	1,000	-1,000	-1,000	1,00	0,00
180	-1,000	0,500	0,500	0,000	0,000	1,000	1,000	-1,000	-1,000	1,00	0,00

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

---

1. **Устройства** генерирования и формирования радиосигналов / Л.А. Белов и др.; под ред. Г.М. Уткина, В.Н. Кулешова, М.В. Благовещенского.— 2-е изд, перераб. и доп. изд.— М.: Радио и связь, 1994.
2. **Радиопередающие** устройства / Л.А. Белов и др.; под ред. М.В. Благовещенского, Г.М. Уткина. — М.: Радио и связь, 1982.
3. **Радиопередающие** устройства / М.В. Благовещенский и др.; под ред. М.В. Благовещенского. — М.: МЭИ, 1976.
4. **Евтянов СИ.** Радиопередающие устройства / СИ. Евтянов. — М.: Связьиздат, 1950.
5. **Евтянов СИ.** Ламповые генераторы / СИ. Евтянов. — М.: Связь, 1967.
6. **Бруевич А.Н.** Аппроксимация нелинейных характеристик и спектры при гармоническом воздействии / А.Н. Бруевич, СИ. Евтянов. — М.: Сов. радио, 1965.
7. **Радиопередающие** устройства / В.В. Шахгильдян и др.; под ред. В.В. Шах-гильдяна. — М.: Радио и связь, 1996.
8. **Петров Б.Е.** Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах / Б.Е. Петров, В.А. Реманюк. — М.; Высшая школа, 1989.
9. **Радиопередающие** устройства / М.В. Балакирев и др.; под ред. О.А. Челнокова. — М.: Радио и связь, 1982.
10. **Проектирование** радиопередающих устройств с применением ЭВМ / О.В. Алексеев и др.; под ред. О.В. Алексеева. — М.: Радио и связь, 1987.
11. **Проектирование** радиопередающих устройств СВЧ / Г.М. Уткин и др.; под ред. Г.М. Уткина. — М.: Радио и связь, 1979.
12. **Богачёв В.М.** Транзисторные усилители мощности / В.М. Богачёв, В.В. Никифоров. — М.: Энергия, 1978.
13. **Формирование** модулированных колебаний / А.А. Дворников и др.; под ред. А. А. Дворникова. — М.: Издательство МЭИ, 1997.
14. **Соколинский В.Г.** Частотные и фазовые модуляторы и манипуляторы / В.Г. Соколинский, В.Г. Шейнкман, — М.: Радио и связь, 1983.
15. **Курочкина Т.И.** Расчет транзисторных автогенераторов с элементами перестройки частоты / Т.И. Курочкина, Н.Н. Удалов. — М.: Издательство МЭИ, 1992.
16. **Белов Л.А.** Формирование стабильных частот и сигналов / Л.А. Белов. — М.: Изд. центр «Академия», 2005.
17. **Баскаков СИ.** Радиотехнические цепи и сигналы / СИ. Баскаков. — М.: Высшая школа, 2005.
18. **Капранов М.В.** Теория колебаний в радиотехнике / М.В. Капранов, В.Н. Кулешов, Г.М. Уткин. — М.: Наука, 1984.

19. **Богачёв В.М.** Транзисторные генераторы и автодины / В.М. Богачёв, В.Г. Лысенко, СМ. Смольский. — М.: Издательство МЭИ, 1993.
20. **Баскаков СИ.** Лекции по теории цепей / СИ. Баскаков. — М.: Издательство МЭИ, 1991.
21. **Петухов В.М.** Транзисторы и их зарубежные аналоги: справочник; в 5 т. / В.М. Петухов. — М.: «ИП РадиоСофт», 1997—2002.

*Учебное издание*

**Кулешов Валентин Николаевич, Удалов Николай Николаевич, Богачёв  
Вячеслав Михайлович, Белов Леонид Алексеевич, Коптев Глеб  
Иванович, Царапкин Дмитрий Петрович, Хрюнов Анатолий  
Васильевич**

**ГЕНЕРИРОВАНИЕ КОЛЕБАНИЙ  
И ФОРМИРОВАНИЕ РАДИОСИГНАЛОВ**

*Учебное пособие*

Редактор **Т.Н. Платова** Переплет художника **А.Ю. Землеруба** Технический  
редактор **Т.А. Дворецкова** Корректоры **Р.М. Ваничкина, В.В. Сомова**  
Компьютерная верстка **В. В. Пак**

Подписано в печать с оригинала-макета 06.11.08 Формат 60x90/16

Бумага офсетная Гарнитура Тайме Печать офсетная

Усл. печ. л. 26,0 Усл. кр.-отт. 27,0 Уч.-изд.л. 24,3

Тираж 800 (2-й завод 301—800) экз. Заказ № 2018 С-025

ЗАО «Издательский дом МЭИ», 111250, Москва, ул. Красноказарменная, д. 14, тел/факс:  
(495) 361-1681, адрес в Интернет: <http://www.mpei-publishers.ru>, электронная почта:  
[publish@mpei.ru](mailto:publish@mpei.ru), [publish@mpei-publishers.ru](mailto:publish@mpei-publishers.ru)

ЗАО «Издательский дом МЭИ», 111250, Москва, Красноказарменная, д. 14 Отпечатано в  
ППП «Типография «Наука», 121099, Москва, Шубинский пер., д. 6.