



Кафедра конструирования  
и производства радиоаппаратуры

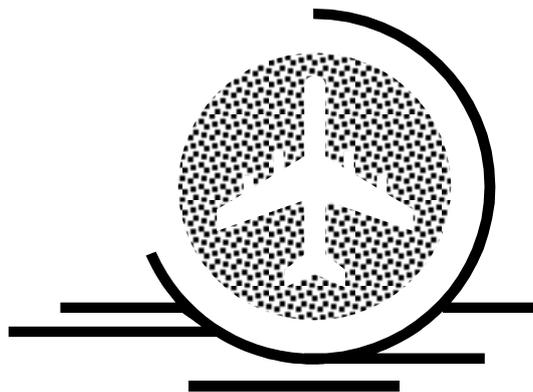
---

А.С.Шостак

# ФОРМИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ

Часть 1

Курс лекций для студентов специальности 160905 –  
«Техническая эксплуатация транспортного  
радиооборудования»



ТОМСК 2012

Министерство образования и науки Российской Федерации  
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего профессионального образования

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

А.С.Шостак

# **ФОРМИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА СИГНАЛОВ**

Часть 1

Курс лекций для студентов специальности 160905 –  
«Техническая эксплуатация транспортного  
радиооборудования»

**Рецензент:** профессор кафедры КИПР, д.т.н. Татаринов В.Н.

**Технический редактор:** доцент кафедры КИПР ТУСУР, к.т.н. Озёркин Д.В.

**Шостак А.С.**

Формирование и передача сигналов. Часть 1. Курс лекций для студентов специальности 160905 – «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования».

Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. – 154 с.

Содержание курса лекций соответствует программе курса «Формирование и передача сигналов» для специальности 160905.

Конспект лекций может быть использован студентами дневных факультетов радиотехнического профиля для организации самостоятельной работы. Излагаемый материал ориентирован также на самостоятельное изучение дисциплины студентами заочной и дистанционной формы обучения

© Шостак А.С., 2012

© Кафедра КИПР Томского

государственного университета систем  
управления и радиоэлектроники, 2012

## СОДЕРЖАНИЕ

<b>СОДЕРЖАНИЕ .....</b>	<b>4</b>
<b>1 ВВЕДЕНИЕ.....</b>	<b>6</b>
<b>2 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАБОТЕ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ [1-3] .....</b>	<b>7</b>
2.1 Этапы развития техники радиопередающих устройств .....	7
2.2 Обобщенная структурная схема устройства формирования и передачи сигналов .....	10
2.3 Структурные схемы радиопередатчиков с непрерывным и импульсным сигналами .....	11
2.4 Классификация устройств формирования и передачи сигналов .....	12
2.5 Основные показатели качества работы передатчика .....	14
<b>3 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СИГНАЛАХ И ПОМЕХАХ [2, 4].....</b>	<b>17</b>
3.1 Виды сигналов .....	17
3.2 Помехи радиоприему .....	19
3.2.1 Виды радиопомех .....	19
3.2.2 Помеховые воздействия .....	20
<b>4 ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ [1 -3].....</b>	<b>22</b>
4.1 Обобщенная структурная схема генератора с внешним возбуждением .....	22
4.2 Энергетические соотношения в ГВВ .....	24
4.3 Методы анализа работы ГВВ с нелинейным электронным прибором .....	26
4.4 Аппроксимация статических характеристик безынерционных электронных приборов.....	27
4.5 Динамические характеристики и режимы работы ГВВ.....	33
4.6 Гармонический анализ импульсов выходного тока .....	36
4.7 Нагрузочные характеристики ГВВ.....	40
4.8 ГВВ на биполярных транзисторах.....	46

4.9	ГВВ на полевых транзисторах .....	51
<b>3]</b>	<b>5 СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ [1 - 54</b>	
5.1	Общие сведения.....	54
5.2	Схемы генераторов с резонансными цепями связи .....	54
5.3	Схемы генераторов с широкодиапазонными цепями связи .....	62
<b>6</b>	<b>ЦЕПИ ПИТАНИЯ ТРАНЗИСТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ [1, 3]</b>	<b>66</b>
<b>7</b>	<b>УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ [1, 2] .....</b>	<b>69</b>
<b>8</b>	<b>ВОЗБУДИТЕЛИ КОЛЕБАНИЙ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ [1 - 3] 80</b>	
8.1	Автогенераторы .....	80
8.2	Кварцевый автогенератор.....	91
8.3	Синтезаторы частоты .....	96
<b>9</b>	<b>АНАЛОГОВЫЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ С НЕПРЕРЫВНОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ СИГНАЛА [2] .....</b>	<b>102</b>
9.1	Амплитудная модуляция .....	102
9.2	Угловая модуляция .....	106
9.3	Однополосная модуляция.....	114
<b>10</b>	<b>АНАЛОГОВЫЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ С ИМПУЛЬСНОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ СИГНАЛА [2] .....</b>	<b>125</b>
10.1	Общие понятия .....	125
10.2	Импульсные модуляторы с неполным разрядом накопителя.	126
10.3	Импульсные модуляторы с полным разрядом накопителя ....	130
10.4	Дискретная модуляция (манипуляция) .....	134
10.5	Магнитные импульсные модуляторы .....	136
<b>11</b>	<b>СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ ГВВ [1, 2, 4] .....</b>	<b>140</b>
	<b>СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ .....</b>	<b>154</b>

## 1 ВВЕДЕНИЕ

В курсе лекций рассмотрены основные вопросы теории и техники формирования и передачи сигналов, которые образуют необходимую базу знаний авиационного радиоинженера в области передачи и формирования сигналов.

Необходимо иметь в виду, что теория и техника формирования и передачи сигналов продолжают быстро развиваться. Этому способствует непрерывное совершенствование элементной базы, в частности приборов СВЧ. Можно выделить три основных направления развития теории и техники формирования и передачи сигналов: освоение все более высокочастотных диапазонов; развитие функционально-узлового метода конструирования, повышающего надежность аппаратуры и ее качественные показатели; широкое применение цифровых устройств.

Все эти вопросы необходимо отслеживать радиоинженеру для квалифицированного обслуживания современных авиационных радиоустройств.

В подготовке инженеров по специальности «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования» учебная дисциплина «Формирование и передача сигналов» является базовой дисциплиной специального цикла. Она предусматривает изучение теоретических основ формирования и передачи сигналов в авиационных радиосистемах, принципов построения и способов реализации различных устройств формирования и передачи сигналов на схемотехническом уровне. Основное внимание уделяется анализу работы типовых функциональных узлов радиопередающих устройств. Роль базовой дисциплины состоит в том, что она закладывает фундамент основных профессиональных знаний и умений, необходимых для изучения конкретной авиационной техники на последующих этапах обучения.

При отборе учебного материала и структурировании содержания учитывалось, что студенты, приступающие к изучению данной дисциплины, уже изучили дисциплины: «Радиотехнические цепи и сигналы», «Схемотехника»,

Сведения из теории ориентированы, прежде всего, на анализ работы реальных устройств. Это продиктовано тем, что инженеру-эксплуатационнику в первую очередь важно уметь определять, насколько правильно работает реальное устройство, а еще важнее – почему оно в данный момент не работает (отказало).

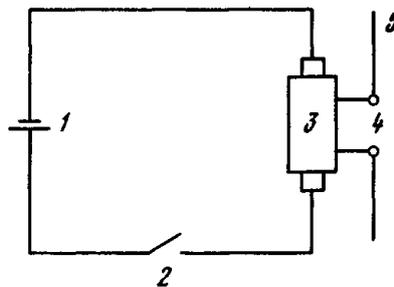
Самостоятельная работа с конспектом лекций должна проводиться регулярно в соответствии с учебным графиком. Прослушав лекцию по теме и приступая к работе с учебником по этой теме, обучаемый, прежде всего, должен построить схему ориентировочной основы своей деятельности. Работая над основным текстом, необходимо добиваться полного понимания цели изучения каждого учебного элемента.

## 2 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАБОТЕ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ [1-3]

### 2.1 Этапы развития техники радиопередающих устройств

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

Начало развития техники радиопередающих устройств относится к 1896 г., когда А.С.Попову удалось передать первую радиogramму на расстояние 250 м. В дальнейшем, используя на передатчике антенну, А.С.Попов смог увеличить дальность радиосвязи к 1897 г. до 5 км, а к 1899 г. до 45 км. В радиопередатчике А.С.Попова использовался единственно известный в то время принцип получения колебаний высокой частоты – с помощью искрового разряда. Отсюда название таких передатчиков – *искровые*. Упрощенная структурная схема радиопередатчика приведена на рисунке 2.1 (1 – источник питания; 2 – ключ; 3 – высоковольтная катушка; 4 – разрядник; 5 – антенна). Процесс излучения энергии происходит в передатчике не непрерывно. Каждый пробой искрового промежутка в антенне приводит к возникновению быстро затухающих колебаний (антенный контур имеет малую добротность). При этом антенна служит не только элементом, излучающим электромагнитную энергию, но и элементом, определяющим частоту радиочастотных колебаний.



**Рисунок 2.1 – Структурная схема радиопередатчика А.С.Попова**

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

Наряду с совершенствованием искровых радиопередатчиков во втором десятилетии XX века для генерации колебаний высокой частоты начали широко использоваться устройства, основанные на применении и других прин-

ципов. Так, были получены незатухающие радиочастотные (РЧ) колебания в резонансном контуре, присоединенном параллельно к вольтовой дуге (так называемые *дуговые радиопередатчики*). В указанных передатчиках использовалось наличие падающего участка вольт-амперной характеристики дуги, соответствующего отрицательному сопротивлению. Это сопротивление компенсирует в контуре генератора сопротивление потерь, в результате чего в нем возникают незатухающие колебания. Поэтому спектр излучения дуговых передатчиков уже, чем искровых. Радиотелеграфные сигналы передавались изменением частоты РЧ колебаний с помощью замыкания и размыкания части витков катушки индуктивности колебательной системы.

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

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

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

Ламповые радиопередатчики впервые появились в 1914-1916 гг. Первые отечественные генераторные лампы были созданы в 1914 г. Н.Д.Папалекси для передатчика в Царском Селе. В развитии и распространении ламповых передатчиков большую роль сыграла Нижегородская радиолaborатория, организованная в 1918 г. Сотрудниками этой лаборатории являлись лучшие специалисты в области радио: М.А.Бонч-Бруевич, В.П.Вологдин, В.К.Лебединский, А.М.Кугушев, В.В.Татаринев, А.Ф.Шорин и др. Там под руководством М.А.Бонч-Бруевича была создана мощная генераторная лампа с внешним анодом и водяным охлаждением. Мощность, отдаваемая лампой, доходила до 950 Вт. В дальнейшем в Нижегородской лаборатории были разработаны усовершенствованные генераторные и модуляторные лампы мощностью 25 и 40 кВт. На основе этих ламп под руководством М.А.Бонч-Бруевича была построена радиостанция им. Коминтерна (Малый Коминтерн) мощностью 12 кВт, а в 1926 г. – радиостанция мощностью 40 кВт. Обе эти станции в то время являлись самыми мощными в мире.

Одновременно развивались теория и методы инженерного расчета ламповых радиопередатчиков. В развитие теории существенный вклад внесли

работы М.В.Шулейкина, А.И.Берга, А.Л.Минца и многих других отечественных и зарубежных ученых.

Успешно развивалась техника радиопередающих устройств в годы первых пятилеток. Строились новые радиостанции, осваивались новые частотные диапазоны. Так, в 1929 г. под руководством А.Л.Минца была построена 100-киловаттная радиовещательная станция им. ВЦСПС, а в 1933 г. начала работать 500-киловаттная радиостанция им. Коминтерна. В годы Великой Отечественной войны в СССР вступила в строй сверхмощная средневолновая радиовещательная станция мощностью 1200 кВт. Отличительной особенностью этих станций была блочная конструкция, когда несколько блоков (генераторов) работали на общую нагрузку. Уже в 30-х годах и особенно в 40-е годы началось интенсивное освоение метрового, дециметрового и сантиметрового диапазонов волн. Именно благодаря использованию этих диапазонов удалось осуществить высококачественную передачу телевизионных изображений, внедрить в практику модуляцию, широко использовать для передачи сообщений радиорелейные линии связи. Освоение новых диапазонов потребовало создания новых электронных приборов для усиления и генерирования высокочастотных (ВЧ) и сверхвысокочастотных (СВЧ) колебаний. В частности, были разработаны магнетроны, многорезонаторные пролетные клистроны, лампы бегущей волны, платинотроны.

Последние годы характеризуются внедрением в технику радиопередающих устройств полупроводниковых приборов. Это стало возможным благодаря созданию мощных генераторных транзисторов. Замена ламп транзисторами в технике радиопередающих устройств вызвана значительными преимуществами этих приборов: малыми массой и габаритными размерами, мгновенной готовностью к работе, долговечностью, низковольтным питающим напряжением. В настоящее время транзисторы реализуются как в мало-мощных радиопередатчиках и возбудителях, так и в передатчиках средней мощности. При этом наряду с биполярными транзисторами в передающих устройствах применяют полевые транзисторы. По мере разработки более высокочастотных генераторных транзисторов создаются радиопередатчики с использованием транзисторов, работающих на частотах до нескольких гигагерц.

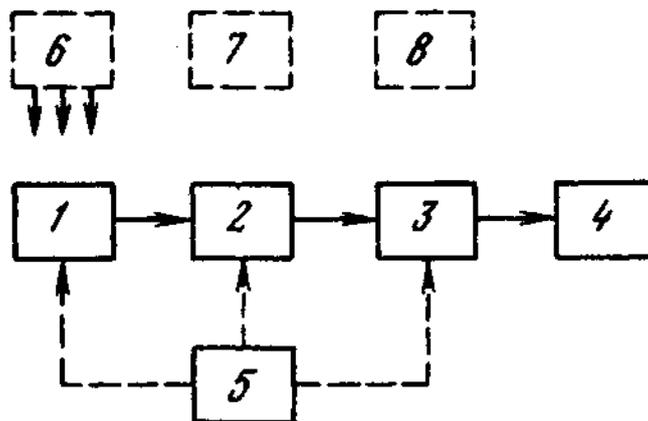
В маломощных ступенях передатчиков и возбудителей стали широко использоваться интегральные микросхемы и микросборки, а для измерения качественных показателей передатчиков и их управления – микропроцессорные устройства и ЭВМ.

Последнее время для генерирования и усиления электромагнитных колебаний используют квантовый метод. Приборы для усиления СВЧ колебаний – мазеры и генераторы когерентного света (лазеры) нашли практическое применение. За разработку таких генераторных приборов советским ученым А.М.Прохорову и Н.Г.Басову совместно с американским ученым Ч.Таунсом присуждена Нобелевская премия. Идет интенсивное освоение и диапазона

миллиметровых и субмиллиметровых волн, промежуточных между радиоволнами и световыми колебаниями.

## 2.2 Обобщенная структурная схема устройства формирования и передачи сигналов

Обобщенная структурная схема современного радиопередатчика изображена на рисунке 2.2.



**Рисунок 2.2 – Обобщенная структурная схема радиопередатчика**

Рассмотрим кратко назначение ее отдельных элементов. Задающий генератор (или возбудитель) 1 генерирует высокостабильные радиочастотные колебания в заданном диапазоне частот. Далее эти колебания усиливаются в предварительных каскадах 2 и поступают на оконечный усилитель мощности 3. Часто предварительные каскады передатчика работают в режиме умножения частоты РЧ колебаний. Это облегчает требования к возбудителю и повышает устойчивость работы передатчика, поскольку усиление ведется на различных частотах. Усилитель мощности 3 обеспечивает на выходе антенны (или фидера) заданную мощность РЧ колебаний. Антенная система 4 излучает РЧ колебания в пространство. Для управления ВЧ колебаниями служит модуляционное (или манипуляционное) устройство 5. Если передатчик работает с амплитудной модуляцией (АМ), то модуляционное устройство воздействует на оконечный или предварительные каскады. Если передатчик работает с частотной модуляцией (ЧМ) (манипуляцией), то модуляция (манипуляция) осуществляется в задающем генераторе 1. Устройство охлаждения ламп и контуров 8 поддерживает заданный тепловой режим передатчика, а устройство блокировки и сигнализации (УБС) 7 дает информацию о режиме работы передатчика и обеспечивает его включение и выключение, безопасность обращения с ним обслуживающего персонала. Источники питания 6 необходимы для подачи заданных питающих напряжений на лампы или транзисторы передатчика.

### 2.3 Структурные схемы радиопередатчиков с непрерывным и импульсным сигналами

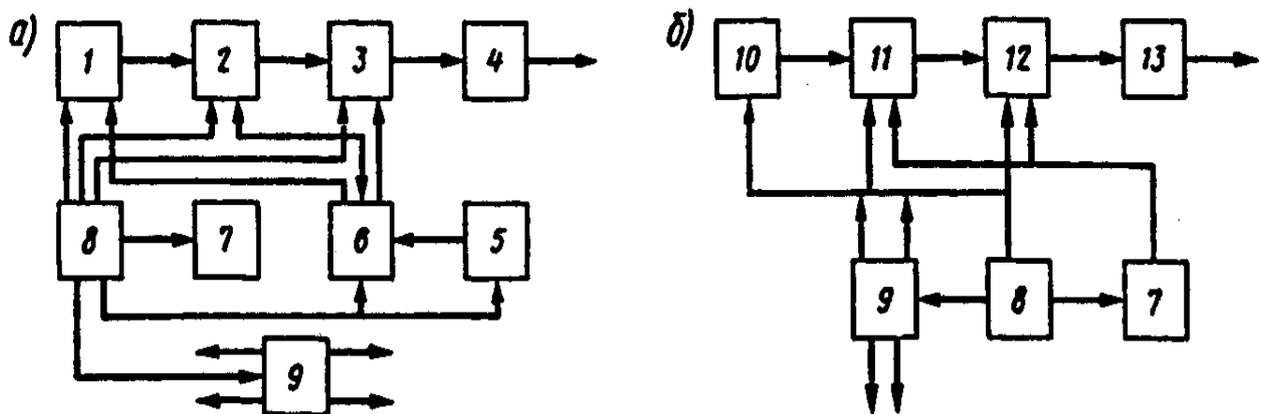
Все радиопередатчики можно условно разделить на два класса: радиопередатчики, излучающие непрерывные сигналы и импульсные сигналы.

Структурные схемы передатчиков для этих двух случаев будут различными. Структурная схема передатчика, излучающего непрерывный сигнал, строится многокаскадной (рисунок 2.3, *a*).

В качестве возбудителя колебаний задающего генератора может быть использован синтезатор частоты, т.е. устройство, образующее сетку частот, перекрывающую определенный частотный диапазон. Количество каскадов умножения частоты и усиления колебаний зависит от частоты и мощности передатчика. Оконечный каскад (мощный выходной усилитель) работает на фидерную линию или непосредственно на антенну. Модулятор служит для управления колебаниями высокой частоты. Высокочастотными колебаниями можно управлять в возбудителе колебаний (частотная модуляция и однополосная), в промежуточном и (или) окончательном каскаде.

В некоторых случаях модулятор может быть импульсным, и тогда структурная схема на рисунке 2.3, *a* превращается в структурную схему импульсного передатчика. Подмодулятор усиливает сигналы низкой частоты, поступающие от источника информации.

Построение передатчика, излучающего импульсные сигналы (рисунок 2.3, *б*), часто называют однокаскадным ввиду отсутствия усилителей в схеме и непосредственной связи генератора высокой частоты с антенно-фидерным трактом.



1 – возбудитель колебаний или задающий генератор; 2 – каскады умножения частоты и усиления колебаний; 3 – окончательный каскад; 4 – устройство согласования выходного каскада с антенно-фидерным трактом; 5 – подмодулятор; 6 – модулятор; 7 – устройство охлаждения элементов радиосистемы; 8 – источник питания; 9 – схема управления, блокировки и сигнализации; 10, 11 – импульсные подмодулятор и модулятор; 12 – генератор высокочастотных ко-

лебаний;  $l_3$  – линия передачи мощности от генератора высокой частоты к антенне

**Рисунок 2.3 – Структурные схемы радиопередатчиков с непрерывным (а) и импульсным (б) сигналами**

## 2.4 Классификация устройств формирования и передачи сигналов

Устройства формирования и передачи сигналов классифицируются:

- по назначению – связные, радиовещательные, телевизионные, радиолокационные, радионавигационные, телеметрические и т.д.;
- по мощности – маломощные (до 100 Вт), средней мощности (до 10 кВт), мощные (до 1000 кВт) и сверхмощные (свыше 1000 кВт);
- по роду работы (виду излучения) – телеграфные, телефонные, однополосные, импульсные и т.д.
- по способу транспортировки – стационарные и подвижные (переносные, автомобильные, корабельные, самолетные и т.д.).

Виды излучения обозначаются тремя индексами:

- первый (буква) характеризует вид модуляции:  $A$  – амплитудная,  $F$  – частотная,  $P$  – импульсная;
- второй (цифра) определяет тип передачи: 0 – излучение немодулированной несущей, 1 – телеграфирование без модулирующей звуковой частоты, 2 – тональная телеграфия и т.д.;
- третий индекс (буква) определяет вспомогательные характеристики.

Классификация передатчиков по диапазону частот в соответствии с рекомендациями Международного Союза Электросвязи (МСЭ) приведена в таблице 2.1.

**Таблица 2.1 – Классификация передатчиков по диапазону частот**

Номер полосы частотно-го спектра	Диапазон частот (включая верхнюю и исключая нижнюю частоты)	Обозначение полосы	Метрическое наименование волн
4	3...30 кГц	ОНЧ (очень низкие частоты)	Мириаметровые
5	30...300 кГц	НЧ (низкие частоты)	Километровые
6	0.3...3 МГц	СЧ (средние частоты)	Гекаметровые
7	3...30 МГц	ВЧ (высокие частоты)	Декаметровые

8	30...300 МГц	ОВЧ (очень высокие частоты)	Метровые
9	0.3...3 ГГц	УВЧ (ультравысокие частоты)	Дециметровые
10	3...30 ГГц	СВЧ (сверхвысокие частоты)	Сантиметровые
11	30...310 ГГц	КВЧ (крайне высокие частоты)	Миллиметровые
12	300...3000 ГГц	КВЧ (крайне высокие частоты)	Децимиллиметровые

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

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

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

Не меньшее значение имеют электроакустические показатели радиопередатчика, такие как требования к коэффициенту модуляции (для передатчиков с АМ), индексу модуляции (для передатчиков с ЧМ и фазовой модуляци-

ей (ФМ)), нелинейным искажениям, амплитудно-частотной характеристике (АЧХ), уровню фона и шума и т.д.

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

В последние годы в мощных передатчиках НЧ и СЧ диапазонов дальнейшее распространение получил бигармонический режим усиления мощности, позволивший повысить КПД передатчиков на 10...15%. Совершенствуются и генераторные лампы. В настоящее время АМ передатчики мощностью до 1000 кВт в СЧ диапазоне и 500 кВт в ВЧ диапазоне имеют лишь одну лампу в выходном каскаде. Были созданы выходные колебательные системы, обеспечивающие выполнение современных норм на побочные излучения даже в наиболее мощных передатчиках, шире используется испарительное охлаждение анодов мощных ламп. В модуляционных устройствах мощных передатчиков с АМ успешно применяются усилители класса *D*. В этих усилителях активные приборы (лампы и транзисторы) работают в ключевом режиме с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) и выделением на выходе усиленного модулирующего колебания. В этой связи КПД модуляционного устройства оказывается высоким при любой глубине модуляции.

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

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

## 2.5 Основные показатели качества работы передатчика

К основным показателям радиопередающих устройств можно отнести следующие: стабильность излучаемой частоты; мощность излучения; уровни подавления побочного и внеполосного излучений; достоверность передачи; надежность и долговечность элементов; эффективность, экономичность и КПД; масса и габаритные размеры; уровень автоматизации, преемственности и унификации; эксплуатационные показатели; показатели охраны труда.

Степень *стабильности излучаемой частоты* определяется *абсолютной нестабильностью*, т.е. уровнем отклонения данной частоты передатчика от заданного значения:

$$\Delta f = |f_0 - f_\tau|,$$

где  $f_0$  – номинальная частота передатчика;  $f_\tau$  – текущее значение частоты передатчика в некоторый момент времени.

Более удобно использовать *относительную нестабильность* частоты передатчика:

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_0} = \frac{|f_0 - f_\tau|}{f_0}.$$

Численно относительная нестабильность определяется либо в форме  $\delta = n \cdot 10^{-S}$ , либо в процентах (где  $n$  – некоторое рациональное число, а  $S$  – целое число).

*Подавление побочного излучения* предусматривает подавление трех видов излучения: высших гармонических составляющих, комбинационных составляющих и паразитных излучений. Если рабочая частота передатчика равна  $f_0$ , тогда вследствие различных нелинейных преобразований в трактах передатчика могут возникать *высшие гармонические составляющие*  $nf_0$  (где  $n = 2, 3, 4, \dots$ ). При формировании сетки частот в передатчиках возможно возникновение комбинационных излучений, т.е. излучений с частотами  $nf_1 \pm mf_2$ , (где  $f_1$  и  $f_2$  – некоторые частоты, образующиеся в передатчике;  $n = 0, 1, 2, \dots$ ;  $m = 0, 1, 2, \dots$ ). *Паразитные колебания* возникают в передатчиках в различных трактах ввиду наличия резонансных цепей, осуществляющих функции фильтрации и согласования.

Степень подавления побочного излучения нормируется в децибелах относительно уровня основного излучения. В современных передатчиках уровень подавления побочных излучений относительно сигнала основного излучения лежит в пределах 40...90 дБ.

Так как в радиопередающих устройствах практически всегда применяется модуляция сигнала (процесс нелинейный), передаваемый сигнал занимает определенный спектр частот. Например, при амплитудной модуляции ширина полосы занимаемых частот:

$$B_n = 2F,$$

где  $F$  – высшая модулирующая частота низкочастотного сигнала.

Вне полосы имеющегося излучения называется внеполосным и должно подавляться. В полосе частот  $4,5 B_n$  *подавление внеполосного излучения* относительно сигналов основного излучения составляет 40 дБ, в полосе  $7,8 B_n$  – 50 дБ, в полосе  $13,8 B_n$  – 60 дБ.

Под *достоверностью передачи* подразумевают соответствие выходного сигнала передатчика исходному информационному сообщению. Другими словами, это уровень искажения сигнала в трактах передатчика, определяемый неравномерностью модуляционной характеристики и нелинейными искажениями.

Уровень нелинейных искажений на выходе передатчика определяется *коэффициентом нелинейных искажений* в виде:

$$\text{КНИ} = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + U_4^2 + \dots}}{U_1},$$

где  $U_n$  – напряжение выделяемого в нагрузке гармонического сигнала ( $n = 1, 2, 3, \dots$ ).

Под *эффективностью передатчика* понимают его способность наилучшим образом использовать мощность, вырабатываемую электронными приборами, поэтому характеризуют ее *коэффициентом использования электронных приборов*  $K_{\text{э}}$ . Этот коэффициент определяется как отношение средней мощности излучения к номинальной мощности электронного прибора, т.е.:

$$K_{\text{э}} = \frac{P_{\text{ср}}}{P_{\text{н}}}, \quad 0 \leq K_{\text{э}} \leq 1.$$

Остальные показатели радиопередатчиков являются общими для любых радиоустройств и определяются по известным соотношениям.

### 3 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СИГНАЛАХ И ПОМЕХАХ [2, 4]

#### 3.1 Виды сигналов

В радиотехнике различают:

- электрические и электромагнитные колебания, не несущие информацию;
- электрические и электромагнитные колебания, несущие информацию и называемые сигналом;
- излученный сигнал, распространяющийся в свободном пространстве, называемый радиосигналом.

Ниже для краткости под словом «сигнал» будем понимать не только собственно сам сигнал, но и электрические колебания. Различают следующие виды сигналов:

- детерминированные и случайные;
- аналоговые и дискретные (релейные, импульсные и цифровые);
- с амплитудной, частотной, фазовой и импульсной модуляцией;
- узкополосные и широкополосные.

Деление сигналов на детерминированные и случайные связано с описывающей их функцией. Детерминированный сигнал описывается функцией времени в форме аналитического выражения или графика, что позволяет определить его параметры в любой момент времени (рисунок 3.1).

Детерминированные сигналы могут носить периодический характер с периодом повторения  $T$  (рисунок 3.1, а, б, в) или быть представлены в форме одиночного непериодического колебания (рисунок 3.1, г).

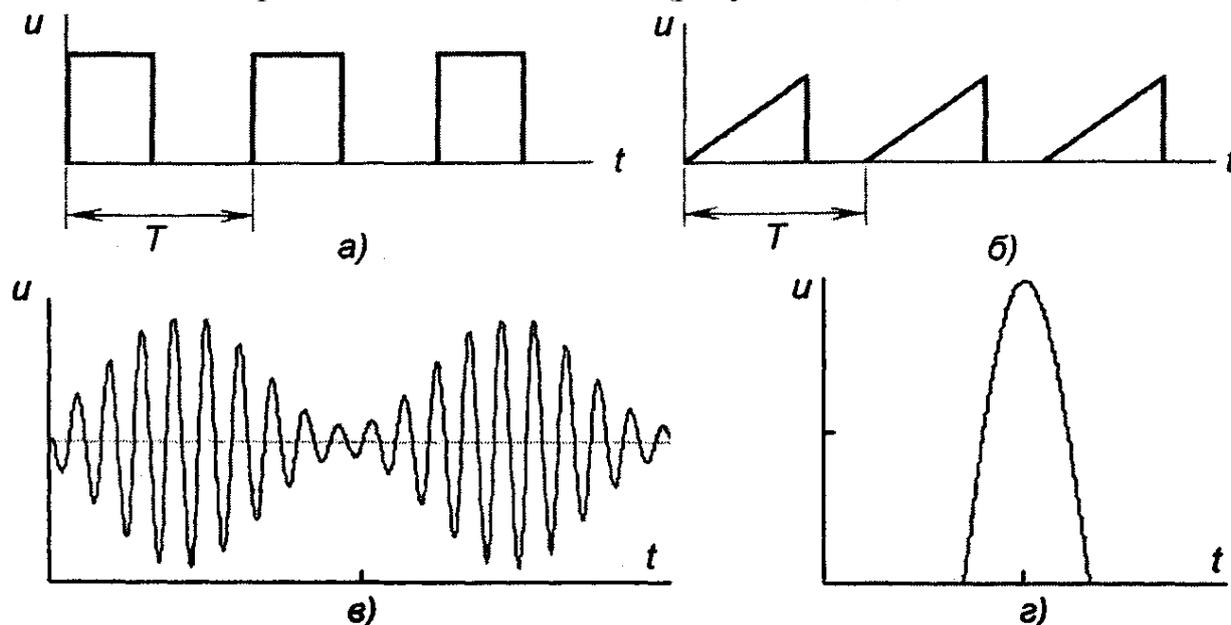
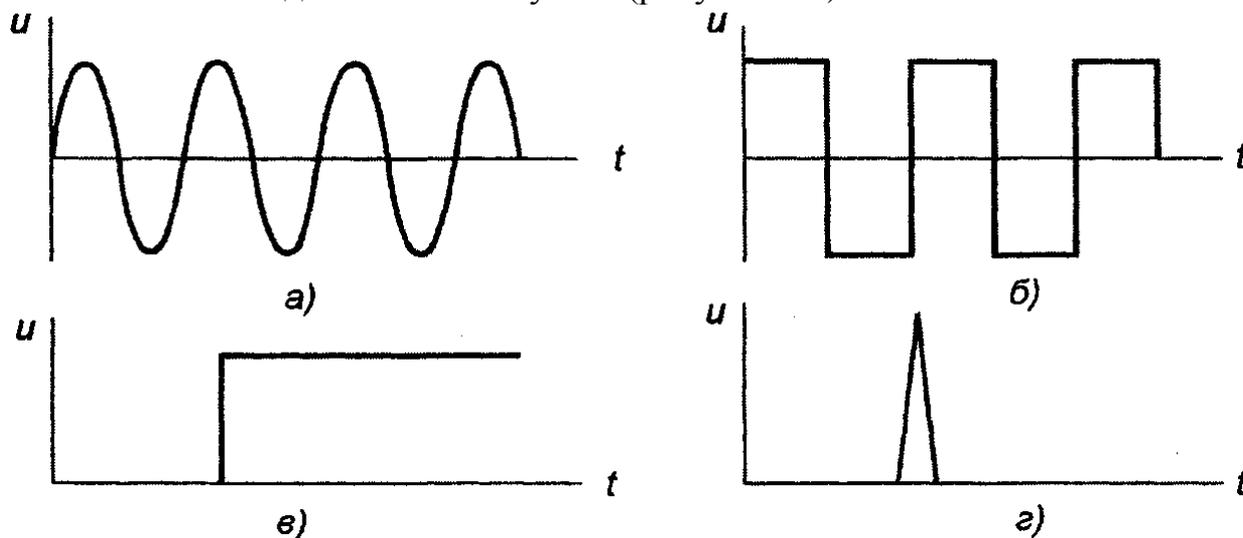


Рисунок 3.1 – Детерминированные сигналы

Среди детерминированных выделяют ортогональные и тестовые сигналы. Ортогональными называются, в частности, сигналы, разнесенные во времени или имеющие неперекрывающиеся частотные спектры.

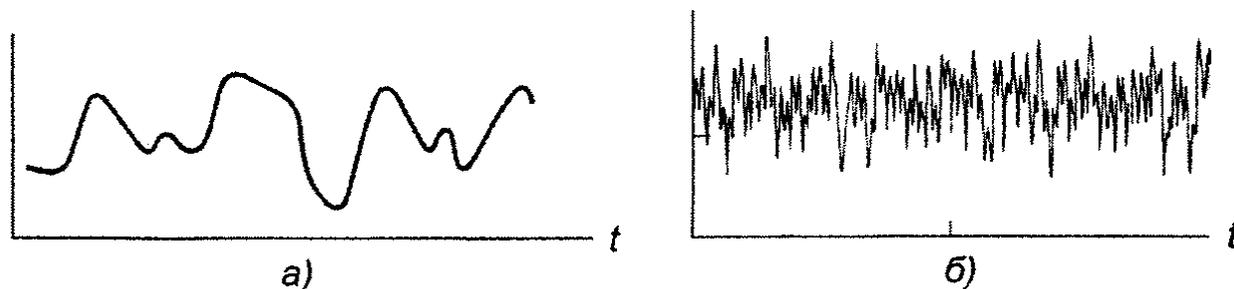
Тестовые сигналы, подразделяемые на общие и специализированные, предназначены для анализа и проверки радиотехнических устройств. К числу общих тестовых сигналов относятся: синусоидальный, двухчастотный, в форме прямоугольных импульсов одинаковой длительности (меандров), единичного скачка и единичного импульса (рисунок 3.2).



**Рисунок 3.2 – Тестовые сигналы**

Специализированные тестовые сигналы предназначены для оценки свойств только устройств определенного типа, например, качества изображения в телевизионных приемниках.

Случайный сигнал относится к числу случайных процессов, его параметры в любой момент времени можно определить только с определенной степенью вероятности (рисунок 3.3).



**Рисунок 3.3 – Случайные сигналы**

К числу случайных относятся также групповые сигналы, образуемые в результате одновременного прохождения через радиоэлектронные цепи множества сигналов от разных источников.

Модулированные сигналы формируются при наложении сообщения на несущие колебания. Пример сигнала при амплитудной модуляции приведен

на рисунке 3.1, в. При модуляции спектр сигнала расширяется. При этом в зависимости от ширины спектра различают узкополосные и широкополосные сигналы.

В радиоэлектронных устройствах сигналы претерпевают различные преобразования. К ним относятся: умножение, деление, увеличение или уменьшение частоты сигнала; модуляция, детектирование и демодуляция сигнала; увеличение мощности сигнала, суммирование и деление мощностей сигналов; обработка сигнала, его выделение из смеси разных колебаний; фильтрация и излучение сигнала.

Сигналы, мешающие нормальному приему полезных сигналов, называются помехами.

## 3.2 Помехи радиоприему

### 3.2.1 Виды радиопомех

Помехой радиоприему (радиопомехой) называют электромагнитную помеху в диапазоне радиочастот. Воздействие радиопомех на работу радиоприемного устройства зависит не только от свойств самой помехи, но и характеристик самого приемника.

Помехи подразделяются на:

- а) гармонические (от работающих передатчиков);
- б) импульсные или апериодические (промышленные или атмосферные);
- в) непрерывные (шумовые помехи).

Появление радиопомех от посторонних радиостанций (радиопередатчиков) в спектре принимаемого сигнала обусловлено следующим: избыточная ширина спектра помехового передатчика, недостаточная стабильность частоты передатчика, недостаточная фильтрация гармоник мощных станций, недостаточная избирательность (селективность) цепей приемника. Кроме этих радиостанций помехи создают передатчики, частоты которых находятся за пределами основного канала приема (помехи побочных каналов приема – зеркального канала и прямого канала для супергетеродинного приемника).

*Импульсной радиопомехой* называют радиопомеху, при которой напряжение на выходе приемника от предыдущего импульса успевает практически исчезнуть к моменту появления на выходе следующего импульса. Примером служит грозовой разряд.

К импульсным помехам можно отнести и промышленные помехи, вызванные работой электроустановок. Основная энергия импульсной радиопомехи приходится на область сравнительно низких частот и уже в диапазоне ультракоротких волн (УКВ) оказывается малой. Из теории известно, что импульсная помеха произвольной формы вызывает на выходе полосового усилителя высокочастотное колебание с частотой, равной частоте настройки

усилителя, и амплитудой, изменяющейся во времени. Импульсные помехи влияют в основном на приемники диапазона длинных, средних и коротких волн, т. е. приемники с амплитудной модуляцией.

*Непрерывной* или *флуктуационной помехой* называют радиопомеху, импульсы которой следуют друг за другом с интервалом времени, малым по сравнению с длительностью переходного процесса в избирательном тракте. Выходное напряжение является результатом наложения переходных процессов от многих импульсов. К флуктуационным помехам относятся космические шумы Солнца, звезд, Земли и собственные шумы приемного устройства. Собственные шумы возникают в резисторах приемного устройства (тепловые шумы) и полупроводниковых приборах и лампах (дробовые шумы). Интенсивность помехи оценивается энергетической характеристикой, называемой спектральной плотностью мощности. Из теории известно, что спектральная плотность шума равномерна в очень широком диапазоне частот

Напряжение шума на выходе приемного устройства определяется как сумма шумов, созданных всеми схемами приемника. Наибольшая доля шума приходится на первый каскад приемника, поэтому первый каскад желательно выполнить малошумящим. Кроме этого желательно уменьшить полосу пропускания приемника. Шумы как основная радиопомеха характерна для радиоустройств с широкой полосой пропускания, т.е. для приемника с импульсной модуляцией.

### 3.2.2 Помеховые воздействия

Все помеховые воздействия на полезный передаваемый сигнал можно подразделить на два вида: мультипликативные и аддитивные.

*Мультипликативные помехи* обусловлены изменениями коэффициента передачи канала радиосвязи из-за изменения характеристик среды, в которой распространяются сигналы, и коэффициентов усиления схем  $K(t)$  при изменении питающих напряжений в схемах, из-за замираний сигнала в результате интерференции и многолучевости распространения радиоволн.

*Аддитивные помехи* обусловлены различными флуктуационными процессами (промышленные помехи, атмосферные и тепловые шумы, помехи от метеообразований и т.д.). Аддитивные помехи могут быть сосредоточенными в полосе частот (тогда они называются *узкополосными* помехами, т.е.  $\Delta F_{\Pi} / \Delta F_C \ll 1$ , где  $\Delta F_{\Pi}$ ,  $\Delta F_C$  – полосы частот, занимаемые помехой и сигналом соответственно), либо сосредоточенными на интервале времени (тогда они называются *импульсными* помехами, т.е.  $\Delta T_{\Pi} / \Delta T_C \ll 1$ , где  $T_{\Pi}$  и  $\Delta T_C$  – интервалы времени, в течение которых действуют помехи и сигнал соответственно).

Наиболее широко рассматриваемой моделью аддитивной помехи является *флуктуационный тепловой шум*, занимающий очень широкую полосу

частот (теоретически рассматривается бесконечная полоса частот). Средняя мощность такого теплового шума в полосе частот  $\Delta F$  полезного сигнала:

$$P_{\text{ш}} = 4kT\Delta F,$$

где  $k = 1.37 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана;  $T$  – температура, К.

При  $T = 290$  К,  $kT = 4 \cdot 10^{-21}$  Вт/Гц. Тогда при  $\Delta F = 6 \cdot 10^8$  Гц  $P_{\text{ш}} = 10^{-11}$  Вт.

Математическими моделями сосредоточенных аддитивных помех являются узкополосные случайные процессы для сосредоточенных по спектру помех и случайные последовательности импульсов для помех, сосредоточенных во времени. Математической моделью флуктуационной аддитивной помехи является гауссовский белый шум [2]:

$$W(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-x^2/(2\sigma^2)}; \quad x \in (-\infty, \infty),$$

где  $\sigma^2$  – дисперсия процесса  $x$ .

По своему смыслу аддитивная помеха суммируется с полезным сигналом (отсюда термин «аддитивная»), а мультипликативная помеха пропорционально изменяет параметры полезного сигнала, т.е. перемножается с ним (отсюда термин «мультипликативная»).

## 4 ГЕНЕРАТОРЫ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ [1 -3]

### 4.1 Обобщенная структурная схема генератора с внешним возбуждением

Генератор с внешним возбуждением (ГВВ) преобразует с помощью генераторного (электронного) прибора (ЭП) энергию источников питания в энергию высокочастотных электромагнитных колебаний при управлении процессом этого преобразования от внешнего радиосигнала. Если частота выходного радиосигнала совпадает с частотой управляющего сигнала, то такой ГВВ часто называют усилителем мощности, в противном случае говорят об умножителях или делителях частоты внешнего сигнала.

Наиболее разработана к настоящему времени теория ГВВ на основе трехполюсных генераторных приборов: электронных ламп, биполярных и полевых транзисторов. Несмотря на то, что в этих ЭП физические процессы, определяющие передачу энергии носителей заряда генерируемому радиосигналу, существенно отличаются, множество общих свойств у таких генераторов позволяет во многих случаях рассматривать их совместно.

Обобщенная схема любого такого генератора может быть приведена к виду, показанному на рисунке 4.1. Схема содержит электронный прибор; входную цепь, согласующую ЭП с источником внешнего управляющего сигнала  $E_{\text{ВОЗ}}$ ; выходную цепь, трансформирующую сопротивление нагрузки  $Z_{\text{Н}}$  в сопротивление  $Z_{\text{ЭН}}$ , необходимое для обеспечения оптимального режима работы генераторного прибора; источники питания во входной  $E_{\text{СМ}}$  и в выходной  $E_{\text{ВЫХ}}$  цепях, энергия которых преобразуется в энергию радиосигнала; элементы защиты цепей источников питания от радиосигнала  $C_{\text{Б.ВХ}}$ ,  $C_{\text{Б.ВЫХ}}$ . Обычно входная и выходная цепи содержат только элементы с малыми потерями, чтобы не ухудшать энергетические характеристики ГВВ. В каждом конкретном случае данные цепи могут отличаться своей структурой.

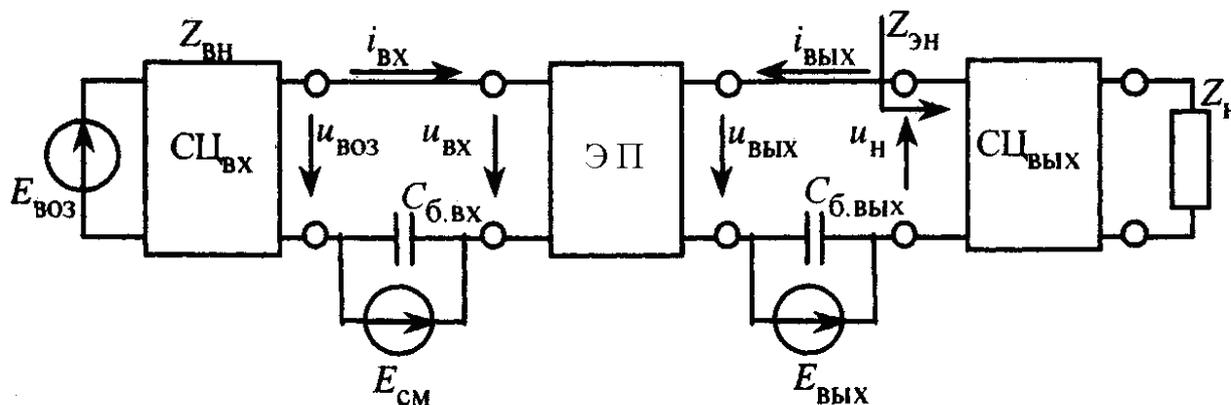


Рисунок 4.1 – Обобщенная схема генератора с внешним возбуждением

В установившемся периодическом режиме напряжение на управляющем электроде генераторного прибора (рисунок 4.1):

$$u_{\text{ВХ}}(\omega t) = E_{\text{СМ}} + U_{m\text{ВХ}} \cos(\omega t),$$

где  $U_{m\text{ВХ}}$  – амплитуда гармонического входного напряжения;  $\omega$  – его круговая частота;  $t$  – текущее время.

Под действием этого напряжения токи управляющего и выходного электродов ЭП также будут периодическими и их можно представить в виде рядов Фурье:

$$i_{\text{ВХ}}(\omega t) = I_{\text{ВХ}0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{\text{ВХ}n} \cos(n\omega t + \varphi_{\text{ВХ}n}); \quad (4.1)$$

$$i_{\text{ВЫХ}}(\omega t) = I_{\text{ВЫХ}0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{\text{ВЫХ}n} \cos(n\omega t + \varphi_{\text{ВЫХ}n}), \quad (4.1a)$$

где  $I_{\text{ВХ}0}$  и  $I_{\text{ВЫХ}0}$  – постоянные составляющие входного и выходного токов ЭП,  $I_{\text{ВХ}n}$ ,  $I_{\text{ВЫХ}n}$ ,  $\varphi_{\text{ВХ}n}$ ,  $\varphi_{\text{ВЫХ}n}$  – амплитуды и фазы  $n$ -й гармоники входного и выходного токов ЭП.

Напряжение на выходе ЭП, определяемое напряжением источника  $E_{\text{ВЫХ}}$ , сопротивлением выходной согласующей цепи на различных гармониках сигнала  $Z_{\text{ЭН}}(n\omega)$  и выходным током, составит:

$$u_{\text{ВЫХ}}(\omega t) = E_{\text{ВЫХ}} - \sum_{n=1}^{\infty} |Z_{\text{ЭН}}(nj\omega)| I_{\text{ВЫХ}n} \cos(n\omega t + \varphi_{\text{ВЫХ}n} + \varphi_{\text{Э}}). \quad (4.2)$$

Обычно выходная цепь строится таким образом, что ее входное сопротивление на всех частотах, кроме рабочей, близко к нулю. Без потери общности можно считать, что рабочей является первая гармоника входного сигнала, поэтому при анализе энергетических показателей ГВВ выходное напряжение можно считать равным:

$$u_{\text{ВЫХ}}(\omega t) = E_{\text{ВЫХ}} - U_{m\text{ВЫХ}} \cos(\omega t + \varphi_{1\text{ВЫХ}} + \varphi_{\text{Э}}), \quad (4.3)$$

где  $U_{m\text{ВЫХ}} = |Z_{\text{ЭН}}(j\omega)| I_{1\text{ВЫХ}}$  – гармоническое напряжение на выходе элемента;  $Z_{\text{ЭН}}(j\omega)$  – входное сопротивление выходной цепи по первой гармонике;  $\varphi_{\text{Э}}$  – фазовый угол сопротивления выходной цепи ГВВ.

Для получения более высоких энергетических показателей ГВВ обычно выходную цепь генератора выполняют таким образом, чтобы во всем диапазоне частот  $\varphi_{\text{Э}} = 0$ , а значит, и  $Z_{\text{ЭН}}(j\omega) = R_{\text{ЭН}}(\omega)$ .

Рассмотренный случай соответствует возбуждению ЭП гармоническим напряжением, при этом входной и выходной токи ЭП могут иметь сложный гармонический состав, напряжение же на выходном электроде близко к гармоническому. В ряде случаев (например, в ГВВ на биполярных транзисторах) возбуждение может осуществляться гармоническим током:

$$i_{\text{ВХ}} = I_{\text{ВХ}0} + I_{m\text{ВХ}} \cos(\omega t),$$

при этом входное напряжение ЭП имеет сложную форму и представляется рядом гармоник, а ток и напряжение в выходной цепи будут зависеть от ее структуры. Однако этот случай ничего принципиально не изменяет при определении энергетических показателей ГВВ на безынерционных активных элементах.

## 4.2 Энергетические соотношения в ГВВ

Основной задачей ГВВ является эффективное с энергетической точки зрения преобразование энергии источников питания в энергию радиосигнала. Естественно, что основными показателями генератора являются выходная мощность на рабочей частоте –  $P_1$ ; КПД –  $\eta$ ; мощность, расходуемая во входной цепи на управление процессом преобразования –  $P_{ВХ}$  и коэффициент усиления по мощности –  $K_p$ .

Мощность, потребляемая от источника питания в выходной цепи, равна усредненной за период колебаний мгновенной мощности при произвольной форме выходного тока, описываемого уравнением (4.1а):

$$P_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} E_{ВЫХ} i_{ВЫХ}(\omega t) d\omega t = E_{ВЫХ} I_{ВЫХ0}. \quad (4.4)$$

Мощность радиосигнала в нагрузке на рабочей частоте при близком к гармоническому выходном напряжении, определяемом выражением (4.3), будет равна:

$$P_1 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} u_H(\omega t) i_{ВЫХ}(\omega t) d\omega t = 0.5 U_{mВЫХ} I_{ВЫХ1}, \quad (4.5)$$

где  $I_{ВЫХ1}$  – амплитуда первой гармоники тока выходного электрода ЭП,  $u_H(\omega t)$  – напряжение на нагрузке.

Выражение (4.5) показывает, что полезную мощность в нагрузке создаст лишь основная гармоника тока ЭП, а высшие гармоники в ее образовании не участвуют. Это следует из ортогональности членов ряда Фурье.

Мощность, рассеиваемую в выходной цепи ЭП, можно определить либо на основании закона сохранения энергии, так как единственным источником энергии в выходной цепи является источник питания  $E_{ВЫХ}$ , а единственным потребителем – нагрузка  $Z_H$ , подключенная через выходную цепь к активному элементу; либо путем усреднения за период мгновенной мощности, выделяемой током  $i_{ВЫХ}(\omega t)$  на выходном электроде активного элемента:

$$P_{РАС} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} [u_{ВЫХ}(\omega t) i_{ВЫХ}(\omega t)] d\omega t = E_{ВЫХ} I_{ВЫХ0} - 0.5 U_{mВЫХ} I_{ВЫХ1} = P_0 - P_1. \quad (4.6)$$

Мощность, теряемая во входной цепи ГВВ на управление током в выходной цепи, определяется мощностью источника управляющего сигнала и мощностью, потребляемой от источника смещения. Эти мощности можно найти аналогично выражениям (4.4) – (4.6):

$$P_{ВХ1} = 0.5 U_{ВХ1} I_{ВХ1} \cos\varphi_{ВХ1};$$

$$P_{0СМ} = E_{СМ} I_{0ВХ}.$$

Заметим, что если ЭП требует отрицательного смещения ( $E_{СМ} < 0$ ), то источник смещения превращается в потребителя мощности от источника управляющего сигнала.

Сумма  $P_{ВХ1}$  и  $P_{СМ1}$  определяет мощность рассеяния во входной цепи ГВВ, т.е. практически мощность, рассеиваемую на входном электроде генераторного прибора.

Отношение мощности рабочей гармоники в нагрузке  $P_H$  (например,  $P_H = P_1$ ) к мощности источника управляющего радиосигнала  $P_{ВХ1}$  определяет один из важнейших показателей ГВВ – коэффициент усиления по мощности:

$$K_P = \frac{P_1}{P_{ВХ1}}.$$

КПД выходной цепи, определяющий эффективность преобразования энергии источника питания в энергию радиосигнала, равен отношению мощности в нагрузке к мощности, потребляемой от источника питания в выходной цепи:

$$\eta = \frac{P_1}{P_0} = 1 - \frac{P_{РАС}}{P_0}. \quad (4.7)$$

При конкретном типе генераторного прибора КПД зависит от его режима работы, который определяется как характеристиками входной и выходной цепей ГВВ, так и параметрами источников питания. Чтобы выявить эти зависимости, представим (4.7) при работе ГВВ на резистивную нагрузку в следующем виде:

$$\eta = 0.5\gamma_1\xi,$$

где  $g_1 = \frac{I_{ВЫХ1}}{I_{ВЫХ0}}$  – коэффициент формы выходного тока на рабочей частоте;

$\xi = \frac{U_{mВЫХ}}{E_{ВЫХ}}$  – коэффициент использования напряжения источника питания в выходной цепи.

Если при возбуждении ГВВ гармоническим напряжением изменять соотношение между  $E_{СМ}$  и  $U_{mВХ}$ , то будет изменяться форма выходного тока ЭП, а значит, и коэффициент формы  $g_1$ .

Так, если ток выходного электрода ЭП протекает в течение всего периода напряжения возбуждения, то он может быть представлен в виде суммы гармонической составляющей амплитуды  $I_{ВЫХ1}$  и постоянной составляющей  $I_{ВЫХ0}$ , причем  $I_{ВЫХ1} \leq I_{ВЫХ0}$ . В этом случае  $g_1 \leq 1$  и электронный КПД (без учета потерь в согласующей цепи)  $\eta_{Э} \leq 0.5$  даже при  $\xi \rightarrow 1$ .

Если же использовать режимы работы, когда ток в цепи выходного электрода протекает только часть периода напряжения возбуждения, то значения  $g_1$ , а значит, и  $\eta_{Э}$  могут быть увеличены. В пределе такой импульс тока соответствует  $\delta$ -функции, имеющей коэффициент формы тока  $g_1=2$ , а значит, и  $\eta_{Э} \rightarrow 1$ . Вот почему для повышения эффективности преобразования энергии источников постоянного тока в энергию высокочастотных колебаний в ГВВ стремятся использовать режимы работы генераторного прибора с узкими импульсами тока, т.е. нелинейные режимы работы.

Что касается влияния на КПД генератора значения  $\xi$ , то стремление получить  $\xi \rightarrow 1$  очевидно.

Если  $\xi \rightarrow 1$ , а время протекания тока стремится к нулю ( $\delta$ -функция), ток в выходной цепи будет протекать только в те моменты времени, когда напряжение на выходном электроде равно или близко к нулю, а, следовательно, и  $P_{\text{РАС}} \rightarrow 0$ , т.е. в выходной цепи генератора вся энергия источника питания будет преобразовываться в энергию высокочастотного сигнала.

Этот вывод справедлив и в более общем случае, когда напряжения и токи на выходе активного элемента отличаются от гармонических (4.1а), (4.2), как, например, при работе генератора в ключевом режиме, позволяющем повысить КПД до 0.9 при одновременном увеличении выходной мощности.

### 4.3 Методы анализа работы ГВВ с нелинейным электронным прибором

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

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

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

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

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

МГц можно считать, что она безынерционна, если рабочая частота ГВВ не превышает 200...250 МГц. Похожая ситуация имеет место и для транзисторов.

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

Все имеющиеся и разрабатываемые методы анализа и расчета ГВВ, учитывающие только нелинейные свойства ЭП, различаются в основном лишь способом аппроксимации характеристик ЭП. Известен графоаналитический метод, в котором используются непосредственно статические характеристики (СХ) ламп. В последующих разделах будет рассмотрен метод анализа ГВВ, основанный на аппроксимации СХ ЭП отрезками прямых параллельных линий с постоянными значениями крутизны и проницаемости. Имеются методы, в которых СХ аппроксимируются веерообразно расходящимися прямыми (учитывается непостоянство крутизны и проницаемости), степенными рядами, математическими функциями (например, логарифмами или арктангенсами и др.). В последнее время разработаны и продолжают совершенствоваться машинные методы анализа и расчета ГВВ с нелинейными и инерционными ЭП, использующие математические модели электронных приборов. Это направление в анализе ГВВ весьма перспективно, поскольку оно позволяет учитывать максимум особенностей ЭП, рассчитывать с желательной точностью характеристики (например, коэффициенты нелинейных искажений), которые невозможно получить при использовании других, более простых методов.

Однако ввиду чрезмерной сложности общих методов, учитывающих как нелинейные, так и инерционные свойства ЭП, в последнее время стали разрабатываться компьютерные модели ГВВ, использующие реальные нелинейные СХ и пригодные для диапазона частот, где ЭП может рассматриваться как безынерционный прибор.

#### **4.4 Аппроксимация статических характеристик безынерционных электронных приборов**

Режим работы электронного прибора определяется токами и напряжениями на его входных и выходных электродах. Если взаимодействие носителей заряда с электромагнитным полем радиосигнала в ЭП происходит за время, значительно меньшее, чем период частоты генерируемого сигнала, то ЭП может считаться безынерционным. В безынерционных ЭП связь токов и напряжений на входе-выходе определяется статическими вольтамперными характеристиками. Вольтамперные характеристики представляют зависимо-

сти токов управляющего и выходного электродов генераторного прибора от напряжений на этих электродах:  $i_{ВХ}(u_{ВХ}, u_{ВЫХ})$ ,  $i_{ВЫХ}(u_{ВХ}, u_{ВЫХ})$ .

Лампы и полевые транзисторы могут считаться безынерционными в большей части их рабочего диапазона частот, биполярные транзисторы являются безынерционными приборами лишь примерно в 20% всей области рабочих частот транзистора.

Статические вольт-амперные характеристики безынерционного ЭП рассмотрим на примерах электронной лампы, биполярного и полевого транзисторов, включенных по схемам с общим катодом, эмиттером и истоком. Входными электродами в этом случае являются сетка, база и затвор, а выходными – анод, коллектор и сток соответственно. Примеры статических характеристик  $i_{ВЫХ}(u_{ВХ})$ ,  $i_{ВХ}(u_{ВХ})$  при  $u_{ВЫХ} = \text{const}$  и  $i_{ВЫХ}(u_{ВЫХ})$  при  $u_{ВХ} = \text{const}$  для электронной лампы, биполярного и полевого транзисторов при указанных включениях показаны на рисунках 4.2, а-в и 4.3, а-в, соответственно.

Как видно из приведенных рисунков, вольт-амперные характеристики имеют близкую форму.

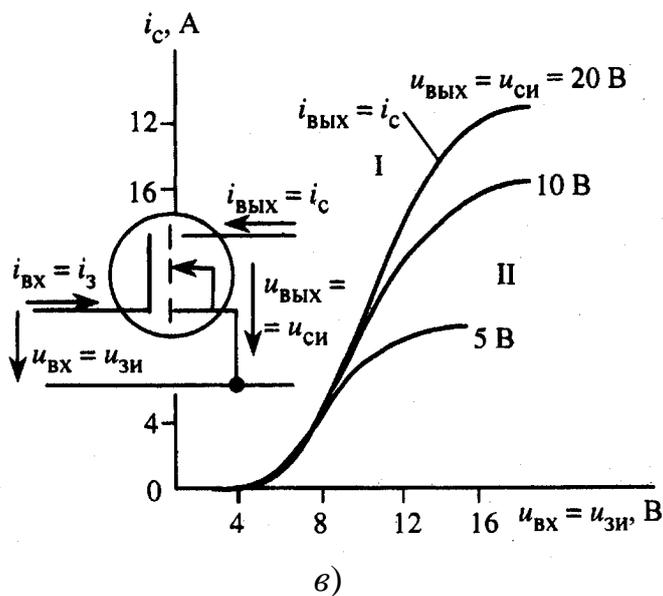
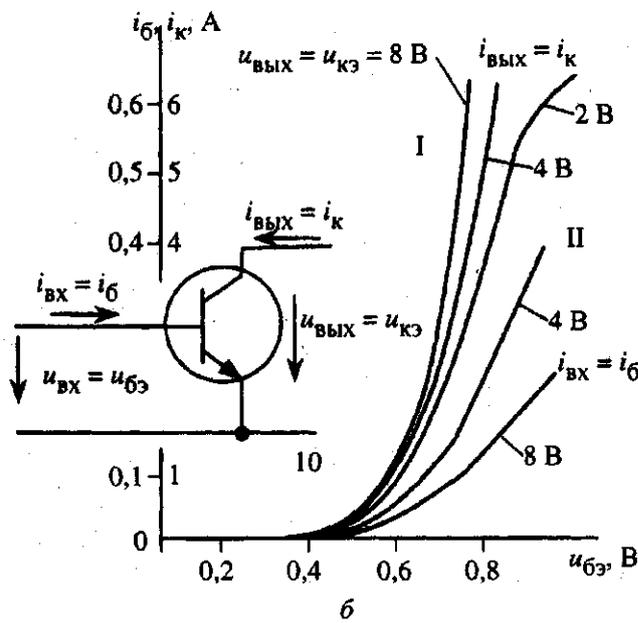
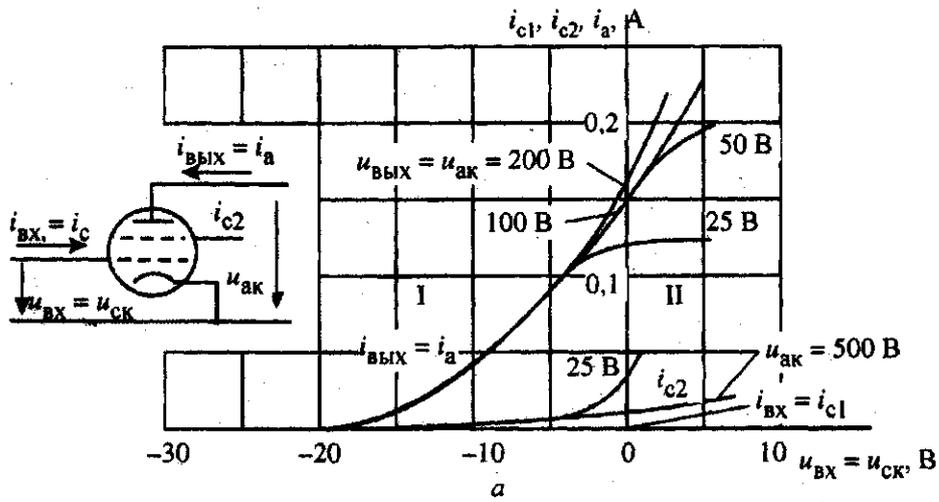
На выходных вольт-амперных характеристиках  $i_{ВЫХ}(u_{ВЫХ})$  (рисунок 4.3) можно выделить три области. Первая область (I) характерна тем, что в ней напряжение  $u_{ВХ}$  практически линейно влияет на  $i_{ВЫХ}$ , в то время как выходное напряжение  $u_{ВЫХ}$  практически на нем не сказывается.

Эта область (I) называется линейной или областью линейного усиления. Во второй (II) области влияние  $u_{ВЫХ}$  на выходной ток  $i_{ВЫХ}$  является преобладающим по сравнению с  $u_{ВХ}$ . В лампах эта область называется областью перенапряженного режима, в биполярных транзисторах – областью насыщения, в полевых транзисторах – областью изменения дрейфовой скорости. Области I и II разделяются на вольт-амперных характеристиках  $i_{ВЫХ}(u_{ВЫХ})$  линией граничного режима. Третья область (III) на вольт-амперных характеристиках всех приборов называется областью отсечки и соответствует работе приборов в режиме малых (практически отсутствия) токов выходного электрода.

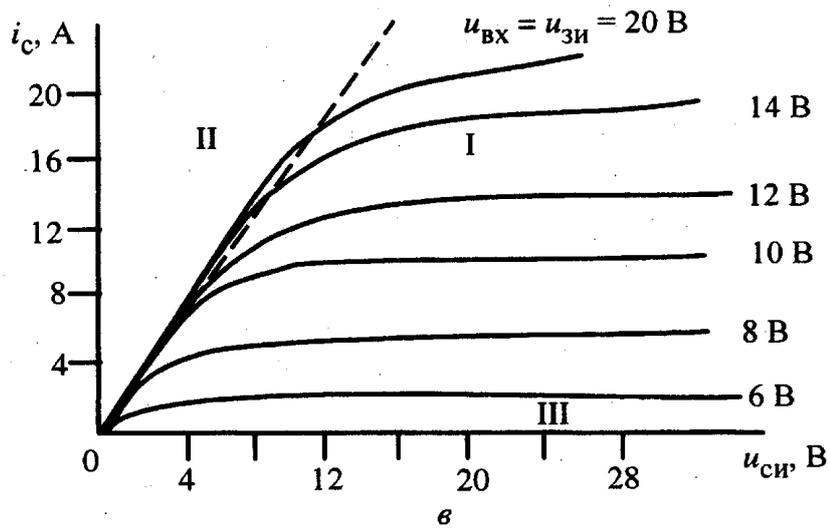
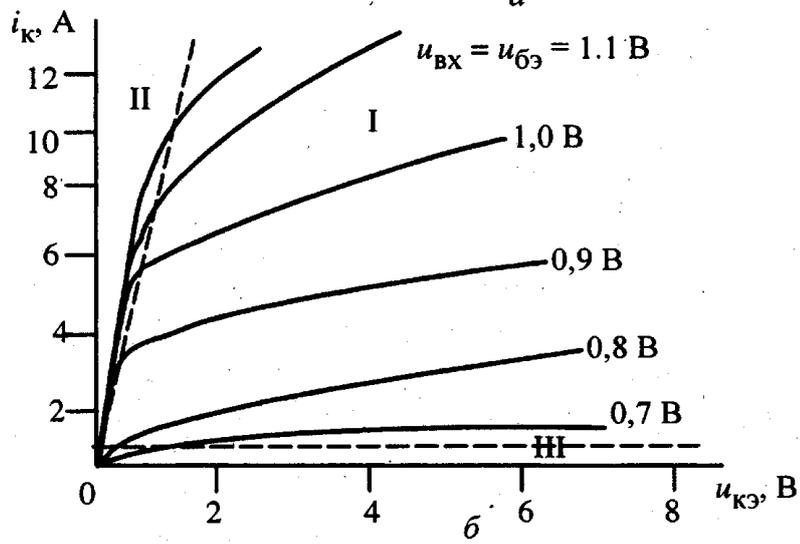
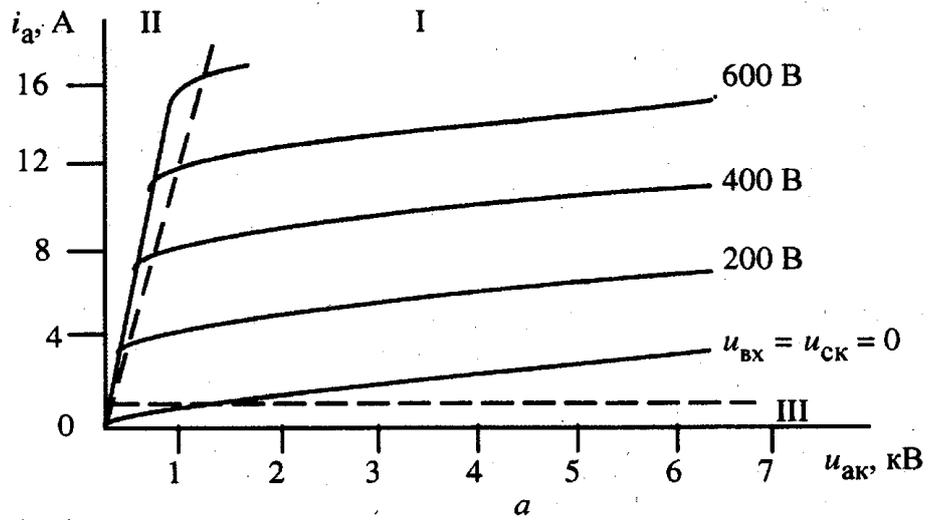
Такое сходство вольт-амперных характеристик позволяет использовать единую форму их аппроксимации, графически показанную на рисунке 4.4.

Аналитически эта аппроксимация может быть записана для проходной характеристики  $i_{ВЫХ}(u_{ВХ}, u_{ВЫХ})$  следующим образом:

$$i_{ВЫХ}(u_{ВХ}) = \begin{cases} 0 & \text{при } u_{ВХ} < E'_{ВХ}; \quad (\text{область III}) \\ S(u_{ВХ} - E'_{ВХ}) & \text{при } E'_{ВХ} \leq u_{ВХ} \leq u_{ВХ.ГР}; \quad (\text{область I}) \\ S(u_{ВХ.ГР} - E'_{ВХ}) & \text{при } u_{ВХ} > u_{ВХ.ГР}, \quad u_{ВЫХ} < u_{ВЫХ.ГР}. \quad (\text{область II}) \end{cases}$$



*a* – электронная лампа; *б* – биполярный транзистор; *в* – полевой транзистор  
**Рисунок 4.2 – Проходные характеристики**



$a$  – электронная лампа;  $b$  – биполярный транзистор;  $c$  – полевой транзистор

Рисунок 4.3 – Выходные характеристики

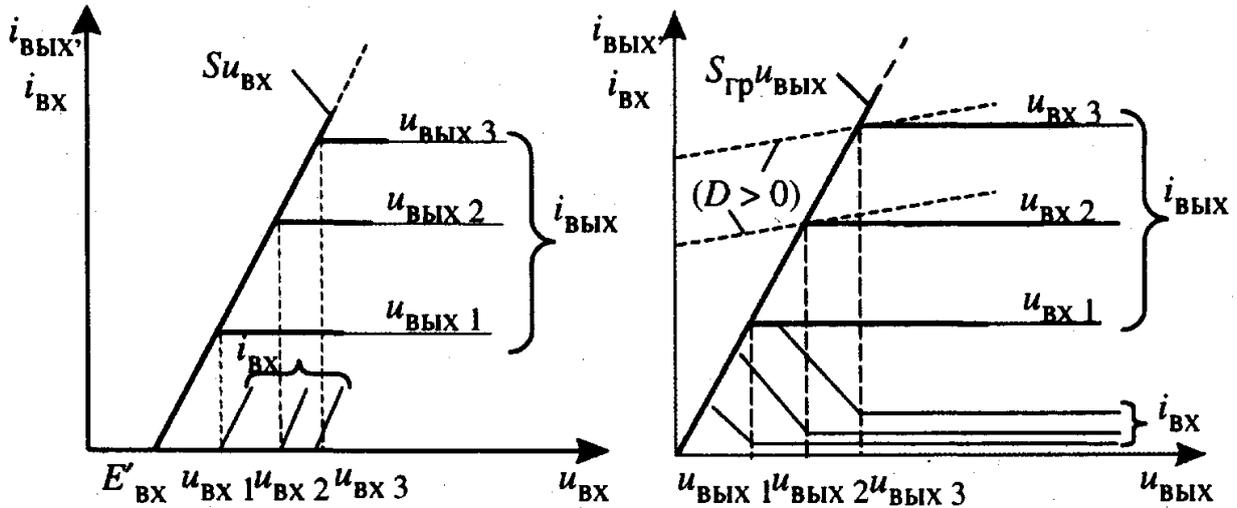


Рисунок 4.4 – Аппроксимация проходных и выходных характеристик

Аналитическая запись для выходных характеристик соответственно имеет вид:

$$i_{\text{ВЫХ}}(u_{\text{ВЫХ}}) = \begin{cases} 0 & \text{при } u_{\text{ВЫХ}} < 0; \text{ (область III)} \\ S(u_{\text{ВХ}} - E'_{\text{ВХ}}) & \text{при } u_{\text{ВЫХ}} \geq u_{\text{ВЫХ.ГР}}; \text{ (область I)} \\ S_{\text{ГР}}u_{\text{ВЫХ}} & \text{при } u_{\text{ВХ}} \geq u_{\text{ВХ.ГР}}, u_{\text{ВЫХ}} \leq u_{\text{ВЫХ.ГР}}, \text{ (область II)} \end{cases}$$

где  $S$  – крутизна проходной характеристики  $i_{\text{ВЫХ}}(u_{\text{ВХ}})$ ;  $S_{\text{ГР}}$  – крутизна линии граничного (критического) режима, разделяющей области I и II на вольт-амперных характеристиках  $i_{\text{ВЫХ}}(u_{\text{ВЫХ}})$ ;  $E'_{\text{ВХ}}$  – напряжение отпирания на характеристиках  $i_{\text{ВЫХ}}(u_{\text{ВХ}})$ ; напряжения  $u_{\text{ВЫХ.ГР}}$  и  $u_{\text{ВХ.ГР}}$  связаны равенством  $S_{\text{ГР}}u_{\text{ВЫХ.ГР}} = S(u_{\text{ВХ.ГР}} - E'_{\text{ВХ}})$ .

В реальных ЭП (особенно электровакуумных триодах) влияние выходного напряжения на ток  $i_{\text{ВЫХ}}$  заметно даже в области I, что отражается на выходных характеристиках в виде их наклона по отношению к оси абсцисс. Учет влияния выходного напряжения ЭП производится путем введения проницаемости  $D$ , определяемой [5] как  $D=1/\mu$  при  $i_{\text{ВЫХ}} = \text{const}$ . Здесь  $\mu$  – статический коэффициент усиления по напряжению.

С учетом этого получаем:

$$\begin{aligned} i_{\text{ВЫХ}} &= S(u_{\text{ВХ}} + Du_{\text{ВЫХ}} - E_{\text{ВХ0}}); \\ i_{\text{ВХ}} &= S_{\text{ВХ}}(u_{\text{ВХ}} - E'_{\text{ВХ0}} - Du_{\text{ВЫХ}}), \end{aligned}$$

где  $E_{\text{ВХ0}}$  – напряжение приведения, определяющее напряжение запираения  $E'_{\text{ВХ}}$  при  $u_{\text{ВЫХ}} = 0$ .

Для произвольного (расчетного) напряжения  $u_{\text{ВЫХ}} = E_{\text{ВЫХ}}$  имеем:  $E'_{\text{ВХ}} = E_{\text{ВХ0}} - DE_{\text{ВЫХ}}$ .

Хотя значение проницаемости  $D$  для современных ЭП невелико (для триодов  $D \approx 0.05 \dots 0.1$ , а для пентодов и лучевых тетродов  $D \approx 0.005 \dots 0.01$ ),

при больших мощностях и соответственно больших значениях выходного напряжения пренебрежение проницаемостью может привести к значительным погрешностям в определении режима, особенно входной цепи ГВВ.

Следует отметить, что в общем случае крутизна характеристик входного  $S_{ВХ}$  и выходного  $S$  токов могут быть различными. Так, для биполярных транзисторов  $S_{ВХ} \ll S$ .

В современных пентодах, лучевых тетродах и транзисторах статические характеристики  $i_{ВЫХ}(u_{ВХ})$  при малых токах сливаются практически в одну, что вносит определенные трудности при аппроксимации и при расчете входной цепи ГВВ. Это весьма существенно для мощных ГВВ, выполненных на мощных тетродах или пентодах, для которых режим сеточной цепи является определяющим фактором, ограничивающим использование ЭП по мощности.

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

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

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

3. В тех областях, где семейство СХ расходится веерообразно из одной точки, все СХ аппроксимируются одним отрезком прямой, который является аппроксимацией СХ в середине веера.

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

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

Хотя кусочно-линейная аппроксимация кажется довольно грубой, но, тем не менее, ее точность достаточна для выполнения энергетических оценок и инженерных расчетов генераторов. Более сложная и точная аппроксимация обычно применяется при компьютерном проектировании генераторов, анализе нелинейных искажений сигнала и основана на использовании электрических моделей генераторных приборов.

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

## 4.5 Динамические характеристики и режимы работы ГВВ

Динамические характеристики в отличие от статических определяют функциональную связь токов ЭП с напряжениями на его электродах при одновременном изменении  $u_{\text{ВХ}}$  и  $u_{\text{ВЫХ}}$ . Причем, так как в реальном ГВВ в выходную цепь включено сопротивление нагрузки  $R_{\text{ЭН}}$ , то изменение входного напряжения  $u_{\text{ВХ}}$  вызывает не только соответствующее изменение тока  $i_{\text{ВЫХ}}$ , но и выходного напряжения  $u_{\text{ВЫХ}}$ , что в свою очередь может привести при определенных условиях к изменению входного тока  $i_{\text{ВХ}}$ . Степень влияния напряжений  $u_{\text{ВХ}}$  и  $u_{\text{ВЫХ}}$  на токи  $i_{\text{ВЫХ}}$  и  $i_{\text{ВХ}}$  различна в зависимости от рассматриваемой области рабочих характеристик ЭП и связана с напряженностью режима ГВВ. Существующая функциональная связь между напряжениями  $u_{\text{ВХ}}(\omega t)$  и  $u_{\text{ВЫХ}}(\omega t)$  и одновременная их зависимость от параметра  $\omega t$  позволяют определить  $i_{\text{ВЫХ}}$  (или  $i_{\text{ВХ}}$ ) как функцию лишь одного из них ( $u_{\text{ВХ}}$  или  $u_{\text{ВЫХ}}$ ). При гармоническом характере изменений напряжений  $u_{\text{ВХ}}$  и  $u_{\text{ВЫХ}}$ :

$$u_{\text{ВХ}}(\omega t) = E_{\text{ВХ}} + U_{\text{ВХ}} \cos \omega t; \quad (4.8)$$

$$u_{\text{ВЫХ}}(\omega t) = E_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{Н}} \cos \omega t, \quad (4.8a)$$

где  $U_{\text{Н}} = I_{1 \text{ ВЫХ}} R_{\text{ЭН}}$ .

При работе ГВВ в области линейного усиления (область I – недонапряженный режим) из (4.8), (4.8a) с учетом п. 4.4 следует:

$$i_{\text{ВЫХ}} = S(E_{\text{ВХ}} - E'_{\text{ВХ}}) + S(U_{\text{ВХ}} - DU_{\text{Н}}) \cos \omega t. \quad (4.9)$$

Если из соотношений (4.8), (4.8a) определить  $\cos \omega t$ :

$$\cos \omega t = \frac{u_{\text{ВХ}}(\omega t) - E_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{E_{\text{ВЫХ}} - u_{\text{ВЫХ}}(\omega t)}{U_{\text{Н}}},$$

подставить в (4.9) и проделать необходимые преобразования, то получим уравнения динамической характеристики выходного тока в системах координат  $i_{\text{ВЫХ}}(u_{\text{ВХ}})$  и  $i_{\text{ВЫХ}}(u_{\text{ВЫХ}})$ :

$$i_{\text{ВЫХ}} = S \left[ \left( 1 - D \frac{U_{\text{Н}}}{U_{\text{ВХ}}} \right) u_{\text{ВХ}} + D \frac{U_{\text{Н}}}{U_{\text{ВХ}}} E_{\text{ВХ}} - E'_{\text{ВХ}} \right]; \quad (4.10)$$

$$i_{\text{ВЫХ}} = -S \left[ \left( \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{Н}}} \right) u_{\text{ВЫХ}} - (E_{\text{ВХ}} - E'_{\text{ВХ}}) - \left( \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{Н}}} - D \right) E_{\text{ВЫХ}} \right]. \quad (4.11)$$

Выражения (4.10) и (4.11) показывают, что динамические характеристики представляют собой прямые линии, крутизна которых в области I определяется коэффициентами, стоящими перед  $u_{\text{ВХ}}$  в (4.10) и  $u_{\text{ВЫХ}}$  в (4.11), соответственно.

Во входной системе координат  $i_{\text{ВЫХ}}(u_{\text{ВХ}})$  крутизна динамической характеристики:

$$S_{д.вх} = S \left( 1 - D \frac{U_H}{U_{вх}} \right) \quad (4.12)$$

меньше крутизны статической характеристики  $S$ , причем уменьшается с ростом  $U_H$ , а следовательно, и с ростом  $R_{ЭН}$ .

В динамическом режиме с увеличением  $u_{вх}$  и соответствующим возрастанием выходного тока  $i_{вых}$  напряжение на выходном электроде ЭП уменьшается, что и приводит к переходу рабочей точки с одной статической характеристики (с большим напряжением  $E_{вых1}$ ) на другую (с меньшим напряжением  $E_{вых2}$ ). При уменьшении проницаемости ЭП и стремлении ее к нулю крутизна динамической характеристики  $S_{д.вх} \rightarrow S$ .

В выходной системе координат  $i_{вых}(u_{вых})$  крутизна динамической характеристики определяется из (4.11):

$$S_{д.вых} = - \left( \frac{U_{вх}}{U_H} - D \right) = - S_{д.вх} \frac{U_{вх}}{U_H}. \quad (4.13)$$

Как показывает последнее выражение, динамическая характеристика  $i_{вых}(u_{вых})$  имеет отрицательную крутизну, т.е. ЭП со стороны нагрузки представляет собой отрицательное сопротивление (с ростом напряжения  $u_{вых}$  ток  $i_{вых}$  уменьшается), или генератор переменного тока.

Наклон динамической характеристики, т.е. абсолютное значение  $S_{д.вых}$ , определяется не только сопротивлением нагрузки  $R_{ЭН}$ , но и режимом работы ЭП.

Отметим, что для динамических характеристик суммарного тока  $i_s$  выражения (4.12) и (4.13) справедливы не только для области недонапряженного режима I, но и для области II, соответствующей перенапряженному режиму.

На рисунке 4.5 показана динамическая характеристика выходного тока ЭП в областях I и III, соответствующая недонапряженному режиму.

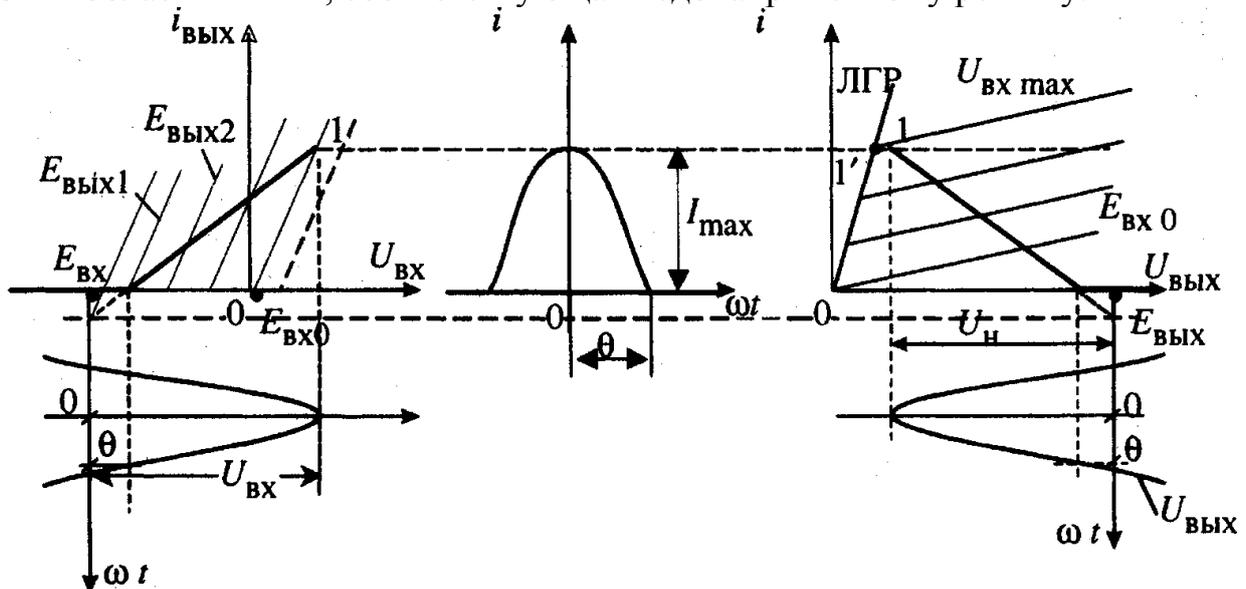


Рисунок 4.5 – Динамическая характеристика  $i_{вых}$  в области I и III

Импульс выходного тока в этом случае имеет форму отрезка косинусоиды и полностью определяется своей амплитудой и углом отсечки  $\theta$ . Под углом отсечки понимают половину времени (выраженного в электрических градусах от частоты возбуждающего ЭП радиосигнала) протекания выходного тока генераторного прибора. Если  $\theta = 180^\circ$ , то выходной ток протекает в течение всего периода и говорят, что ЭП работает в режиме колебаний первого рода, или в классе *A*. При  $\theta < 180^\circ$  выходной ток ЭП протекает только часть периода возбуждающего сигнала. Такой режим является нелинейным, его называют режимом второго рода. Режим работы с  $\theta = 90^\circ$  носит название класса *B*.

Верхняя точка динамической характеристики  $i_{\text{ВЫХ}}(u_{\text{ВЫХ}})$  соответствует моменту времени  $\omega t = 0$  и определяет режим ГВВ и максимальные значения суммарного и выходного токов. Если выбором параметров входной или выходной цепи режим ГВВ устанавливается таким образом, что верхняя точка динамической характеристики  $i_{\text{ВЫХ}}(u_{\text{ВЫХ}})$  расположена на линии граничного режима (ЛГР) (точка  $I'$ ), то говорят о граничном (критическом) режиме, для которого можно выполнять расчеты по идеализированным характеристикам ( $i_{\text{ВЫХ}} = i_s$ ,  $i_{\text{ВХ}} = 0$ ). Все параметры этого режима ГВВ будем отмечать индексом «ГР» ( $U_{\text{НГР}}$ ,  $I_{\text{ВЫХГР}}$ ,  $U_{\text{ВЫХ min ГР}}$ ) и т.д.

При дальнейшем изменении параметров входной или выходной цепи, например при увеличении  $R_{\text{ЭН}}$ , точка динамической характеристики  $i_{\text{ВЫХ}}(u_{\text{ВЫХ}})$ , соответствующая моменту  $\omega t = 0$ , останется на линии граничного режима, но не в ее верхней точке, а будет перемещаться по ЛГР вниз. Импульс выходного тока при этом сначала уплощается, а затем в нем за счет появления тока  $i_{\text{ВХ}}$  появляется провал, характерный для перенапряженного режима (рисунок 4.6).

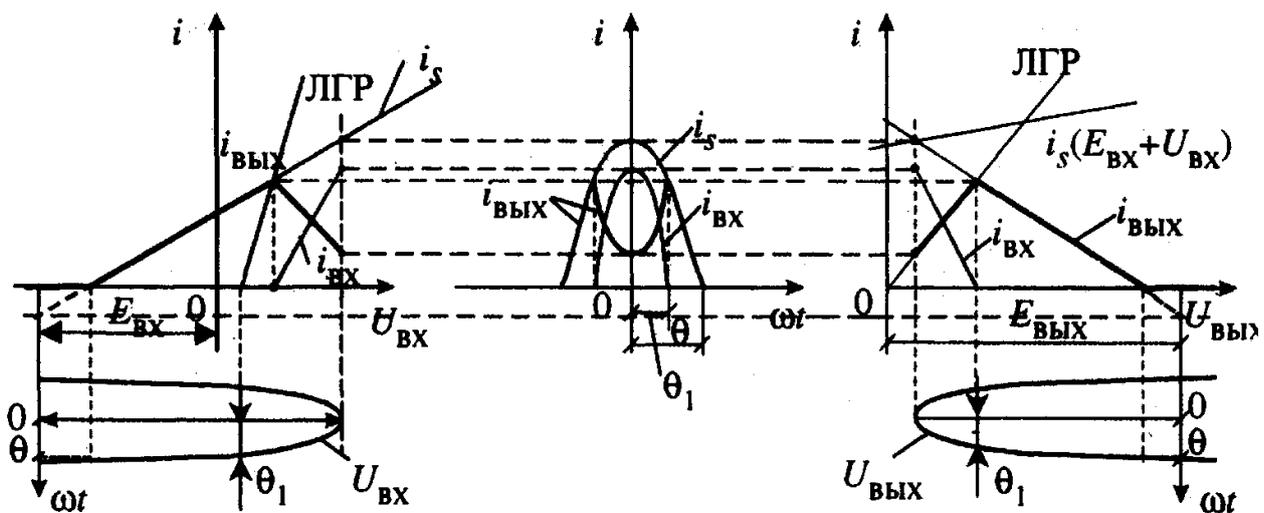


Рисунок 4.6 – Динамическая характеристика  $i_{\text{ВЫХ}}$  в области II

В перенапряженном режиме в области II характеристик ЭП динамическая характеристика суммарного тока  $i_s$  остается прямой линией, а ток в выходной цепи находится из соотношения  $i_{\text{ВЫХ}} = i_s - i_{\text{ВХ}}$ .

Для определения выходного тока  $i_{\text{ВЫХ}}$  в перенапряженном режиме необходимо знание динамической характеристики входного тока  $i_{\text{ВХ}}$ . При определении крутизны динамических характеристик входного тока  $S'_{\text{ДВХ}}$  во входной и выходной системах координат воспользуемся результатами анализа в [3]. Это позволяет на основе соотношений (4.12) и (4.13) записать:

$$S'_{\text{ДВХ}} = S \left( 1 + D \frac{U_{\text{Н}}}{U_{\text{ВХ}}} \right). \quad (4.14)$$

Сравнение соотношений (4.12) и (4.14) показывает, что  $S'_{\text{ДВХ}} > S > S_{\text{ДВХ}}$ . Это объясняется тем, что в динамическом режиме в области II необходимо учитывать сильную реакцию выходной цепи, когда при возрастании напряжения  $u_{\text{ВХ}}$  одновременно уменьшается напряжение  $u_{\text{ВЫХ}}$  и рабочая точка переходит с одной статической характеристики  $i_{\text{ВХ}}(E_{\text{ВЫХ1}})$  на другую  $i_{\text{ВХ}}(E_{\text{ВЫХ2}})$ , причем  $E_{\text{ВЫХ2}} < E_{\text{ВЫХ1}}$ . Этот переход и обуславливает резкое возрастание входного тока  $i_{\text{ВХ}}$ .

В [1,5] приводится методика определения эквивалентных параметров аппроксимированных статических характеристик ламп и транзисторов (рис 4.4): статической крутизны проходной характеристики ( $S$ ), проницаемости ( $D=1/\mu$ ), напряжения отпириания ( $E'_{\text{ВХ}}$ ); крутизны линии граничного (критического) режима ( $S_{\text{ГР}}$ ), разделяющей области I и II на выходных вольт-амперных характеристиках и др. Значение коэффициента  $D=1/\mu$  для транзисторов может быть принято равным нулю [5].

#### 4.6 Гармонический анализ импульсов выходного тока

В большинстве практических случаев возбуждение ГВВ осуществляется квазигармоническим сигналом. Поэтому при анализе энергетических соотношений в ГВВ предположим, что на входе ГП действует напряжение  $u_{\text{ВХ}} = E_{\text{ВХ}} + U_{\text{ВХ}} \cos \omega t$ , а входное сопротивление выходной согласующей цепи не содержит реактивной составляющей ( $Z_{\text{ЭН}}(j\omega) = R_{\text{ЭН}}$ ). В соответствии с кусочно-линейной аппроксимацией статических характеристик ГП импульсы выходного тока симметричны, а фазовый сдвиг всех гармонических составляющих тока равен либо нулю, либо  $\pi$ , и разложение в ряд Фурье имеет вид:

$$i_{\text{ВЫХ}}(\omega t) = I_{\text{ВЫХ}0} + \sum_{n=1}^{\infty} I_{\text{ВЫХ}n} \cos n\omega t.$$

При этом в недонапряженном режиме импульс выходного тока представляет собой отрезок косинусоиды, который полностью определяется двумя параметрами: углом отсечки  $\theta$  и максимальным значением  $I_m$ . Используя вы-

ражения (4.4) – (4.6) и условие гармонического режима, после несложных преобразований получаем:

$$i_{\text{ВЫХ}}(\omega t) = S(U_{\text{ВХ}} - DU_{\text{Н}})(\cos \omega t - \cos \theta), \quad (-\theta \leq \omega t \leq \theta). \quad (4.14)$$

При  $\omega t = 0$  ток  $i_{\text{ВЫХ}}(0)$  достигает максимального значения:

$$I_{\text{ВЫХ}m} = S(U_{\text{ВХ}} - DU_{\text{Н}})(1 - \cos \theta). \quad (4.15)$$

Используя выражения (4.15) и (4.16), получим:

$$i_{\text{ВЫХ}}(\omega t) = I_{\text{ВЫХ}m} \frac{\cos \omega t - \cos \theta}{1 - \cos \theta}, \quad (0 \leq \omega t \leq \theta).$$

Далее из полученного выражения определим составляющие  $I_{\text{ВЫХ}0}$  ...  $I_{\text{ВЫХ}n}$  по формулам для коэффициентов ряда Фурье:

$$\begin{aligned} I_{\text{ВЫХ}0} &= \frac{1}{\pi} \int_0^\theta i_{\text{ВЫХ}}(\omega t) d\omega t; \\ I_{\text{ВЫХ}1} &= \frac{2}{\pi} \int_0^\theta i_{\text{ВЫХ}}(\omega t) \cos \omega t d\omega t; \\ &\dots \\ I_{\text{ВЫХ}n} &= \frac{2}{\pi} \int_0^\theta i_{\text{ВЫХ}}(\omega t) \cos n\omega t d\omega t. \end{aligned} \quad (4.16)$$

После интегрирования (4.16) и последующего нормирования к максимальному значению импульса тока получим следующую систему коэффициентов:

$$\begin{aligned} \alpha_0 &= \frac{I_{\text{ВЫХ}0}}{I_m} = \frac{1}{\pi} \frac{\sin \theta - \theta \cos \theta}{1 - \cos \theta}; \\ \alpha_1 &= \frac{I_{\text{ВЫХ}1}}{I_m} = \frac{2}{\pi} \frac{\theta - 0.5 \sin \theta}{1 - \cos \theta}; \\ &\dots \\ \alpha_n &= \frac{I_{\text{ВЫХ}n}}{I_m} = \frac{2}{\pi} \frac{\sin n\theta \cos \theta - n \cos n\theta \sin \theta}{n(n^2 - 1)(1 - \cos \theta)}, \end{aligned}$$

которые являются только функциями нижнего угла отсечки  $\theta$ .

Применяются также система коэффициентов  $\gamma_n(\theta) = \alpha_n(\theta)(1 - \cos \theta)$ . Назначение коэффициентов  $\gamma_n(\theta)$  будет пояснено ниже.

Зависимости коэффициентов разложения косинусоидального импульса тока ( $\alpha_n(\theta)$ ,  $\gamma_n(\theta)$  – коэффициенты А.И.Берга) приведены на рисунке 4.7. Здесь же показан график отношения  $g_1(\theta) = \frac{\alpha_1(\theta)}{\alpha_0(\theta)}$ , названного коэффициентом

формы тока первой гармоники, значение которого также зависит только от угла отсечки  $\theta$ . Отрицательные значения коэффициентов  $\alpha_n$  (например,  $\alpha_3$ ) для некоторых значений  $90^\circ < \theta < 180^\circ$  указывают, что для этих углов отсечки  $\varphi_n = \pi$ .

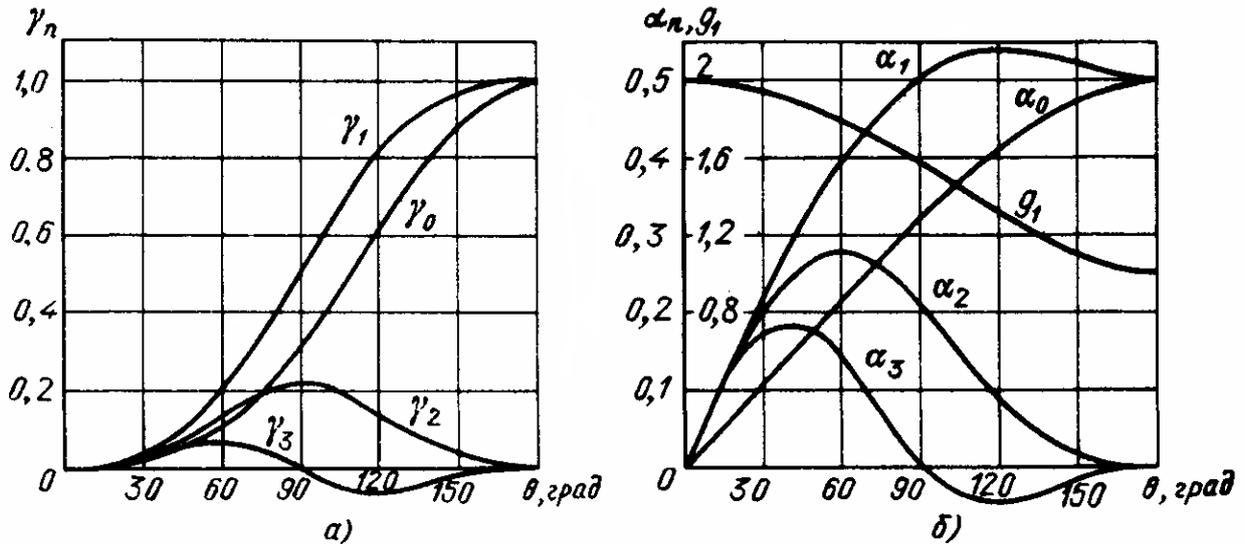


Рисунок 4.7 – Графики коэффициентов Берга

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

$$i_{\text{ВЫХ}} = S(U_C - DU_{\text{ВЫХ}})[\gamma_0(\theta) + \gamma_1(\theta)\cos\omega t + \gamma_2(\theta)\cos 2\omega t + \dots]$$

или

$$i_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{ВЫХ}m}[\alpha_0(\theta) + \alpha_1(\theta)\cos\omega t + \alpha_2(\theta)\cos 2\omega t + \dots].$$

Отсюда следует, что если при анализе режима ЭП заданы исходные параметры  $U_{\text{ВХ}}$  и  $U_{\text{ВЫХ}}$ , то при расчетах должны быть использованы коэффициенты  $\gamma_n(\theta)$ ; если же исходным параметром является амплитуда импульса тока  $I_{\text{ВЫХ}m}$ , то при расчетах используются коэффициенты  $\alpha_n(\theta)$ .

Коэффициенты  $g_n(\theta)$ ,  $\alpha_n(\theta)$ ,  $\gamma_n(\theta)$  подробно табулированы и позволяют судить о гармоническом составе импульсов тока при различных  $\theta$ . Графики на рисунке 4.8 показывают, что при одном из крайних значений  $\theta = 180^\circ$  (колебания класса А) амплитуда первой гармоники равна постоянной составляющей ( $I_{\text{ВЫХ}1} = I_{\text{ВЫХ}0}$ ), а амплитуды всех прочих гармоник  $n = 2, 3, \dots$  равны нулю. Естественно, что для этого случая коэффициент формы  $g_1(180^\circ) = 1$ .

По мере уменьшения угла  $\theta$  коэффициент  $\alpha_0$  монотонно убывает, тогда как коэффициент  $\alpha_1$  несколько возрастает, достигая максимума при  $\theta = 123^\circ$ , а затем при дальнейшем уменьшении  $\theta$  спадает, но медленнее, чем коэффициент  $\alpha_0$ , что обуславливает монотонный рост коэффициента формы  $g_1(0)$ . Коэффициенты  $\alpha_n$  для высших гармонических составляющих тока в интервале  $0 < \theta < 180^\circ$  имеют экстремумы, соответствующие значениям  $\theta_{n \text{ max}} 120^\circ/n$ .

Для угла отсечки  $\theta = 0$  все коэффициенты  $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2, \dots, \alpha_n$  равны нулю, а предельное значение коэффициента формы тока  $g_1$  равно двум.

В слабоперенапряженном режиме форма импульсов выходного тока более сложная и характеризуется не только нижним углом отсечки ( $\theta$ ), но и верхним углом отсечки  $\theta_1$  (см. рисунок 4.8). При вычислении составляющих сложного импульса расчет можно свести к нахождению алгебраической сум-

мы составляющих простых импульсов, из которых складывается сложный импульс, поскольку преобразование Фурье есть линейный оператор. Так, для представленного на рисунке 4.8 импульса  $I$  выходного тока ЭП с нижним углом отсечки  $\theta$  и максимальным значением  $I_{m\text{ВЫХ}}$  постоянную составляющую  $I_{\text{ВЫХО}}$  и амплитуду первой гармоники  $I_{\text{ВЫХ1}}$  можно определить как алгебраическую сумму составляющих вспомогательных усеченных косинусоидальных импульсов 1, 2, 3:

$$\begin{aligned} I_{\text{ВЫХО}}(I) &= I_{\text{ВЫХО}}(1) + I_{\text{ВЫХО}}(2) + I_{\text{ВЫХО}}(3); \\ I_{\text{ВЫХ1}}(I) &= I_{\text{ВЫХ1}}(1) + I_{\text{ВЫХ1}}(2) + I_{\text{ВЫХ1}}(3). \end{aligned}$$

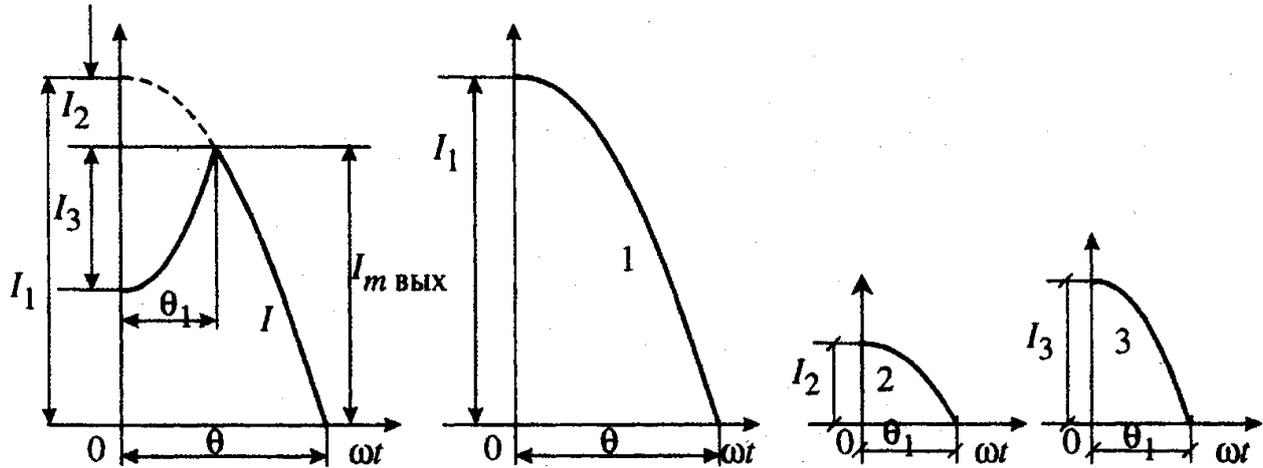


Рисунок 4.8 – Форма импульсов выходного тока в области II

Значения параметров составляющих импульсов (углы отсечки  $\theta$  и  $\theta_1$  и максимальные значения  $I_1$ ,  $I_2$ ,  $I_3$ ) определяются режимом ЭП и находятся в результате расчета:

$$\begin{aligned} I_1 &= S(U_{\text{ВХ}} - DU_{\text{ВЫХ}})(1 - \cos\theta); \\ I_2 &= S(U_{\text{ВХ}} - DU_{\text{ВЫХ}})(1 - \cos\theta_1); \\ I_3 &= S_{\text{ГР}}U_{\text{ВЫХ}}(1 - \cos\theta); \\ \cos\theta &= \frac{E_{\text{ВХ}} - E'_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВХ}} - D_{\text{ВХ}}U_{\text{Н}}}; \\ \cos\theta_1 &= \frac{U_{\text{ВЫХ.ГР}}}{U_a} = \frac{\xi_{\text{ГР}}}{\xi}. \end{aligned}$$

В сильноперенапряженном режиме провал в импульсе выходного тока может не только достигнуть оси абсцисс  $i_{\text{ВЫХ}}(\omega t = 0) = 0$ , но при дальнейшем увеличении напряженности режима привести к раздвоению импульса и появлению внутреннего нижнего угла отсечки  $\theta_2$ . Гармонический анализ импульсов выходного тока в этом случае проводится по методике, рассмотренной ранее.

Однако в практике построения ГВВ сильноперенапряженный режим встречается довольно редко, его в большинстве случаев стремятся избежать. *В транзисторных усилителях мощности (УМ) такой режим недопустим.*

## 4.7 Нагрузочные характеристики ГВВ

Под нагрузочными характеристиками ГВВ понимают зависимости токов, напряжений, мощностей, КПД и других показателей ГВВ от эквивалентного сопротивления нагрузки, определяемого входным сопротивлением выходной цепи при неизменных значениях напряжений источников питания входной и выходной цепей, а также напряжения возбуждения.

Нагрузочные характеристики позволяют не только оценить показатели ГВВ при изменении параметров нагрузки, но и произвести его настройку, достигнув оптимальных характеристик.

Одной из простейших согласующих цепей является параллельный колебательный контур с достаточно высокой добротностью, включенный в выходную (анодную или коллекторную) цепь ГВВ (рис. 4.9). При этом контур обеспечивает не только согласование генератора с нагрузкой на резонансной частоте, но и малое сопротивление для высших гармоник тока  $i_{\text{ВЫХ}}(\omega t)$ , вследствие чего форма напряжения на нагрузке становится близкой к гармонической.

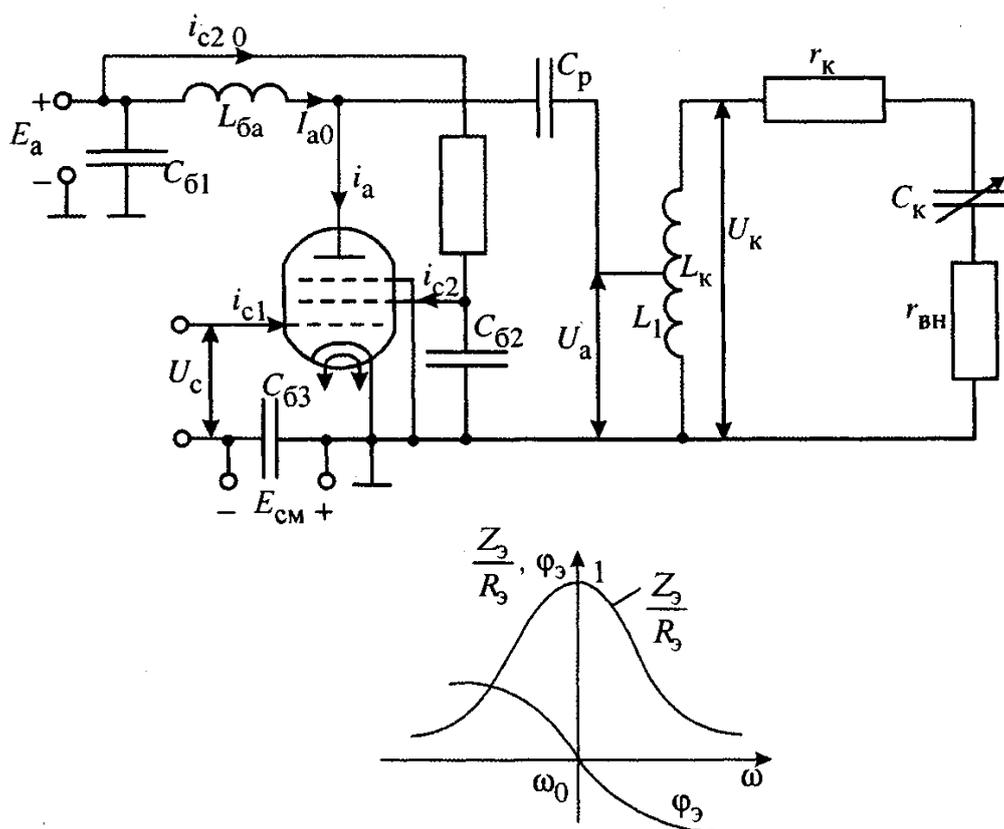


Рисунок 4.9 – ГВВ на электронной лампе (пентоде) с резонансной нагрузкой

Действительно, эквивалентное сопротивление такого контура  $Z_{\text{Э}}$  на частоте  $\omega$  с учетом его высокой нагруженной добротности ( $Q_H = \rho/R \gg 1$ ) может быть представлено в виде

$$Z_{\text{Э}}(j\omega) \approx \frac{\rho^2}{R} \frac{1}{1 + \frac{j\omega L_K}{R} [1 - \omega_0^2/\omega^2]},$$

где  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_K C_K}$  - резонансная частота контура;  $\rho = \sqrt{L_K/C_K}$  характеристическое сопротивление;  $R = r_K + r_{\text{ВН}}$  - полное резистивное сопротивление контура с учетом собственного сопротивления контура  $r_K$  и вносимого нагрузкой сопротивления  $r_{\text{ВН}}$ .

Эквивалентное сопротивление настроенного в резонанс контура ( $\omega = \omega_0$ ) носит резистивный характер:  $R_{\text{Э}} = p^2 \rho^2 / R = p^2 \rho Q$ , где  $p = L_1/L_K$  - коэффициент связи или включения.

Изменяя коэффициент включения при постоянных  $L_K$  и  $C_K$  контура можно изменять сопротивление нагрузки для ЭП без расстройки контура, что позволяет установить желаемый режим работы. Следует заметить, что это справедливо лишь в случае, когда выходная емкость ЭП существенно меньше  $C_K$ . Для гармоник рабочей частоты  $n\omega$  сопротивление контура

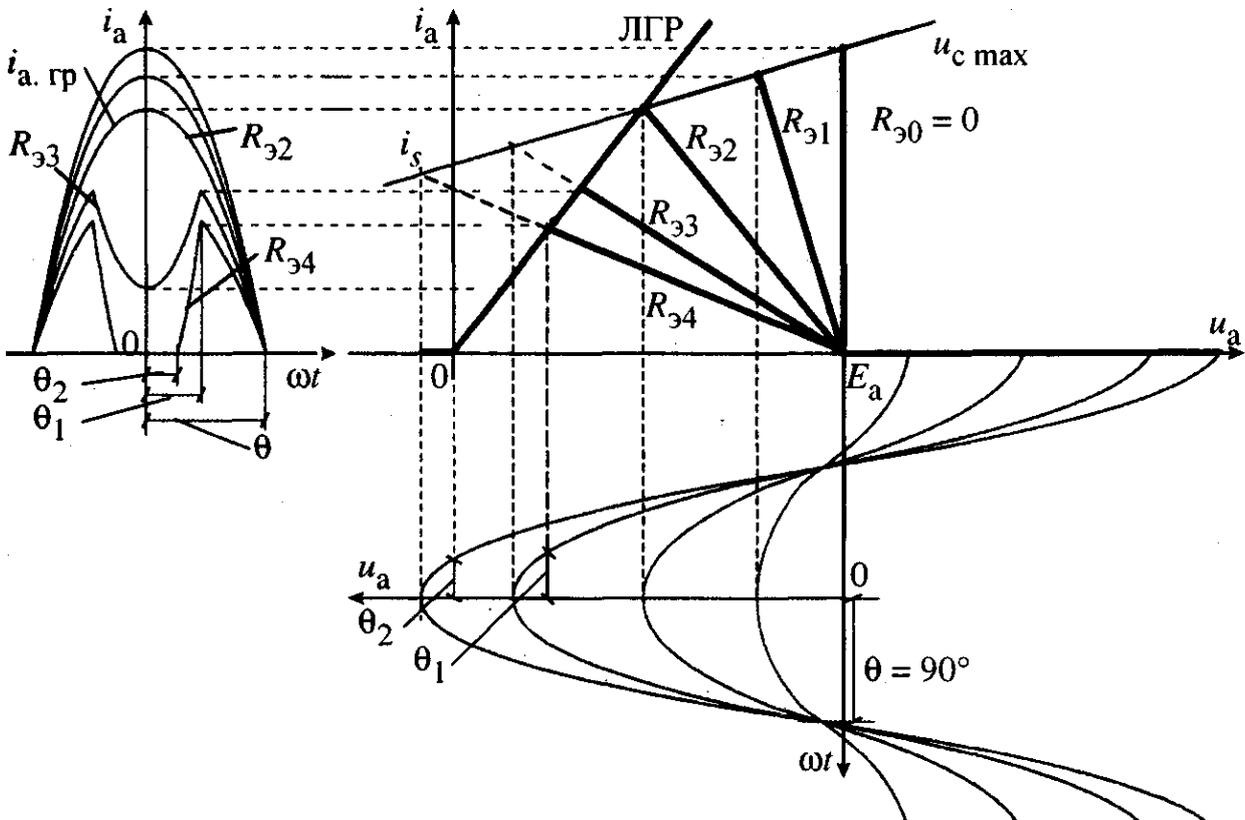
$$Z_{\text{Э}}(n\omega) \approx \left| \frac{-jpn}{n^2 - 1} \right| \ll Z_{\text{Э}}(\omega). \quad (4.17)$$

Выражение (4.17) показывает, что высшие гармоники выходного тока  $i_{\text{ВЫХ}}(\omega t)$ , несмотря на их соизмеримость с основной гармоникой, не могут создать заметного падения напряжения на нагрузке. Для определенности рассмотрим нагрузочные характеристики ГВВ, где в качестве ЭП используется электронная лампа (рис. 4.9), например пентод, характеристики которого качественно весьма близки к характеристикам генераторного транзистора. Качественно нагрузочные характеристики можно получить, если воспользоваться динамическими характеристиками в выходной (анодной) системе координат, построенными для нескольких значений сопротивлений нагрузки (рис. 4.10).

При малых значениях сопротивления  $R_{\text{Э}}$  ( $R_{\text{Э}0} < R_{\text{Э}1} < R_{\text{Э}2}$ ) напряжение на аноде мало ( $R_{\text{Э}} = 0$ ) соответствует короткому замыканию и  $U_a = 0$ ), а импульс анодного тока имеет форму отрезка косинусоиды с практически неизменным максимальным значением. Из-за реакции анодного напряжения (при  $D > 0$ ) высота импульса лишь несколько уменьшается при переходе к граничному режиму ( $R_{\text{ЭГР}} = R_{\text{Э}2}$ ), что дает основание представить эквивалентную схему усилителя мощности (УМ) в недонапряженном режиме в виде генератора тока (рис. 4.11)

$$S_1 U_C = I_{a1} + I_{a1} R_{\text{Э}} / R'_i,$$

где  $S_1$  - средняя крутизна тока по первой гармонике, зависящая от угла отсечки  $\theta$ ;  $R'_i$  - внутреннее (выходное) сопротивление ЭП, зависящее от угла отсечки  $\theta$ .

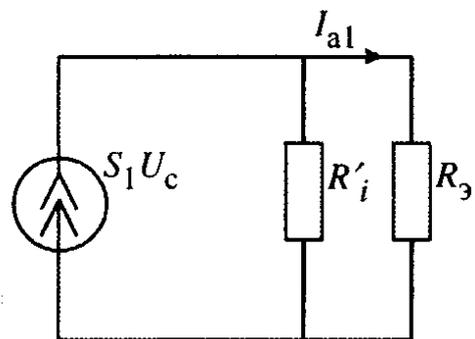


**Рисунок 4.10 – Динамические характеристики ГВВ на пентоде с резонансной нагрузкой**

Поскольку в недонапряженном режиме ( $0 \leq R_Э \leq R_{ЭГР}$ ) не меняется форма импульса тока, а следовательно, и коэффициент формы тока  $g_1$ , графики  $I_{a0}$  и  $I_{a1}$  идут параллельно друг другу (рис. 4.12).

Напряжение на нагрузке с ростом  $R_Э$  в недонапряженном режиме возрастает практически линейно, так как  $U_a = I_{a1} R_Э$ .

При дальнейшем увеличении  $R_Э$  генератор переходит из недонапряженного в граничный  $R_{ЭГР}$  и далее в перенапряженный режим. В реальном ГВВ этот переход происходит не в одной точке, а в некоторой области изменения  $R_Э \approx R_{ЭГР}$  из-за плавности выходных характеристик ЭП. Поэтому для граничного режима уже характерно уплощение вершины импульса выходного тока.



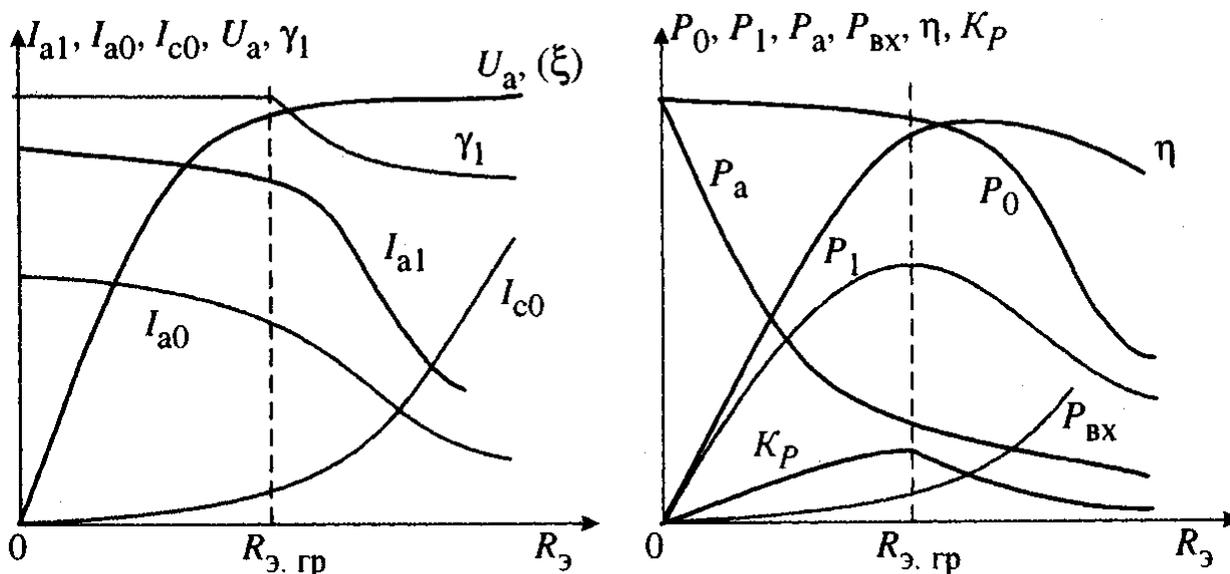
**Рисунок 4.11 - Эквивалентная схема УМ в недонапряженном режиме**

В перенапряженном режиме  $R_{\text{Э}} > R_{\text{Эгр}}$  в импульсе тока появляется провал, который увеличивается с ростом  $R_{\text{Э}}$ , что приводит к быстрому уменьшению как постоянной составляющей  $I_{a0}$ , определяемой площадью импульса, так и первой гармоники  $I_{a1}$ , причем ток  $I_{a1}$  убывает даже быстрее, чем  $I_{a0}$ , так как значение  $I_{a1}$  в первую очередь зависит от средней части импульса, что определяет заметное уменьшение коэффициента формы  $\gamma_1$  (рис. 4.12).

В результате уменьшения тока  $I_{a1}$  в перенапряженном режиме напряжение на нагрузке  $U_a$  при  $R_{\text{Э}} > R_{\text{Эгр}}$  практически не возрастает, поэтому эквивалентная схема УМ в слабоперенапряженном режиме может быть представлена в виде генератора напряжения.

При дальнейшем увеличении  $R_{\text{Э}}$  ( $R_{\text{Э4}}$ ) амплитуда напряжения на нагрузке достигает значения, при котором выполняется неравенство  $U_a > E_a$ , а коэффициент использования анодного напряжения  $\xi$ , становится больше 1. При этом в течение части периода, когда  $u_a(\omega t) < 0$ , ток анода отсутствует (появляется внутренний угол отсечки  $\theta_2$ ), импульсы выходного тока разделяются на две симметричные части, а в транзисторных ГВВ - изменяет направление на противоположное. В сильноперенапряженном режиме напряжение на нагрузке практически не изменяется.

Полученные зависимости для составляющих тока  $I_{a0}$  и  $I_{a1}$ , а также напряжения  $U_a$  позволяют определить зависимости мощностей  $P_0, P_1, P_a, \eta$  и  $K_P$  от  $R_{\text{Э}}$  (здесь  $P_a$  - мощность, рассеиваемая на аноде лампы).



**Рисунок 4.12 - Нагрузочные характеристики ГВВ на пентоде с резонансной нагрузкой**

Действительно, так как  $E_a$  неизменно, то график зависимости  $P_0(R_{\text{Э}}) = E_a I_{a0}$  повторяет график  $I_{a0}(R_{\text{Э}})$ . Полезная мощность  $P_1 = 0,5 U_a I_{a1}$  в области недонапряженного режима ( $R_{\text{Э}} < R_{\text{Эгр}}$ ) возрастает линейно с ростом  $R_{\text{Э}}$  и достигает максимального значения вблизи граничного режима

$P_{1 ГР} = 0,5 U_{а ГР}, I_{а1 ГР}$ , а при переходе в перенапряженный режим начинает убывать. При принятой идеализации нагрузочных характеристик имеем:

$$P_1 = \begin{cases} P_{1 ГР} R_{\text{Э}} / R_{\text{Э ГР}} & \text{при } R_{\text{Э}} \leq R_{\text{Э ГР}} \\ P_{1 ГР} R_{\text{Э ГР}} / R_{\text{Э}} & \text{при } R_{\text{Э}} \geq R_{\text{Э ГР}}. \end{cases}$$

График мощности, рассеиваемой на аноде, определяется из соотношения  $P_a = P_0 - P_1$ . При  $R_{\text{Э}} = 0$  вся мощность, потребляемая от источника питания  $E_a$ , рассеивается на аноде, так как полезная мощность  $P_1 = 0,5 \cdot I_{а1}^2 R_{\text{Э}} = 0$ . Вот почему настройку ГВВ осуществляют при пониженных напряжениях источника  $E_a$  и возбуждения  $U_c$ . График зависимости коэффициента  $\xi(R_{\text{Э}})$  повторяет зависимость  $U_a(R_{\text{Э}})$ . Коэффициент формы анодного тока  $g_1 = I_{а1} / I_{а0}$ , как это уже отмечалось, в недонапряженном режиме можно считать постоянным, а в перенапряженном режиме с ростом  $R_{\text{Э}}$  он падает. Таким образом,  $\eta = 0,5 \cdot g_1 \xi$  возрастает практически линейно в недонапряженном режиме до граничного, имеет тупой максимум в слабоперенапряженном режиме и убывает в сильноперенапряженном (рис. 4.12). Коэффициент усиления по мощности  $K_p = P_1 / P_{\text{ВХ}}$  возрастает в недонапряженном режиме по мере роста  $R_{\text{Э}}$  из-за роста  $P_1$  и достигает максимального значения в граничном режиме, а затем резко убывает в перенапряженном режиме из-за роста мощности возбуждения  $P_{\text{ВХ}} = 0,5 \cdot U_{mC} I_{C1}$ .

Анализ нагрузочных характеристик ГВВ позволяет заключить, что по комплексу энергетических характеристик ( $P_1, \eta, K_p$ ) граничный режим является оптимальным.

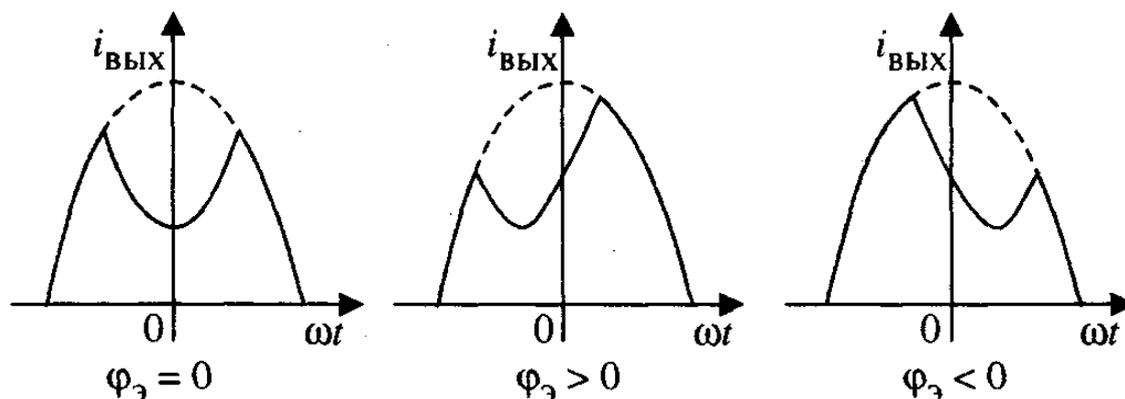
**Особенности работы ГВВ на комплексную нагрузку.** Одной из задач выходной согласующей цепи является трансформация в общем случае комплексного сопротивления нагрузки  $Z_H(\omega_0)$  в оптимальное для ГВВ сопротивление  $R_{\text{Э}} = R_{\text{Э ГР}}$ , не содержащее реактивной составляющей. Однако выполнить это условие не всегда удается, так как параметры нагрузки, например входное сопротивление антенны, не только зависят от частоты, но и могут измениться в процессе настройки и эксплуатации. Таким образом, режим работы ГВВ на комплексную нагрузку является общим случаем, связан с изменениями режима ЭП и, следовательно, с изменениями его энергетических показателей.

В генераторе, работающем на резистивную нагрузку, все токи и напряжения находятся в фазе или в противофазе, а при работе на комплексную нагрузку фазовые соотношения между напряжениями и токами ГВВ могут быть самыми разнообразными и определяются, в первую очередь, фазочастотной характеристикой нагрузки  $\varphi_{\text{Э}}(\omega_0)$ .

Для недонапряженного режима при анализе можно воспользоваться эквивалентной схемой замещения ГВВ по первой гармонике  $I_{а1}$  (рис. 4.11), где приведенное внутреннее сопротивление  $R'_i$  остается резистивным, а сопротивление нагрузки становится комплексным  $Z_{\text{Э}}(j\omega)$ . Анодный ток генератора

$I_{al}$  будет отставать от напряжения на входе при индуктивном характере нагрузки на угол  $\varphi$ , определяемый выражением  $tg\varphi = X_{\varnothing}/(R'_i + R_{\varnothing})$ , а напряжение на нагрузке  $U_H$  будет его опережать на угол  $\varphi_{\varnothing}$ , причем  $tg\varphi_{\varnothing} = X_{\varnothing}/R_{\varnothing}$ . При емкостном характере нагрузки напряжение на ней будет отставать от тока  $I_{al}$  на угол  $\varphi_{\varnothing}$ . Колебательная мощность в нагрузке в обоих случаях будет уменьшаться, так как  $P_1 = 0.5 \cdot U_H I_{al} \cos\varphi_{\varnothing}$ .

Поскольку при работе на комплексную нагрузку фазовый сдвиг между входным и выходным напряжениями не равен  $180^\circ$ , динамические характеристики выходного (анодного или коллекторного) тока принимают вид эллипсов. В перенапряженном режиме необходимо учитывать входной (сеточный или базовый) ток, а это приводит к тому, что провал импульсе анодного тока будет расположен не в середине импульса, а справа или слева, в зависимости от знака  $\varphi_{\varnothing}$  (рис. 4.13). В этом случае импульс анодного тока становится асимметричным, что вызывает появление дополнительного фазового угла между напряжением на входе  $U_{BX}$  и первой гармоникой тока  $I_{al}$ .



**Рисунок 4.13 – Влияние фазового угла комплексной нагрузки на форму импульса выходного тока**

Зависимости режима ГВВ, токов ЭП, напряжений и мощностей от характера нагрузки определяются его настроечной характеристикой.

Рассмотрим эти зависимости, например, для лампового ГВВ с простейшей согласующей цепью в виде колебательного контура (см. рис. 4.9). В этом случае настроечная характеристика снимается или непосредственно от частоты его настройки, или от его фазового угла  $\varphi_{\varnothing}$ .

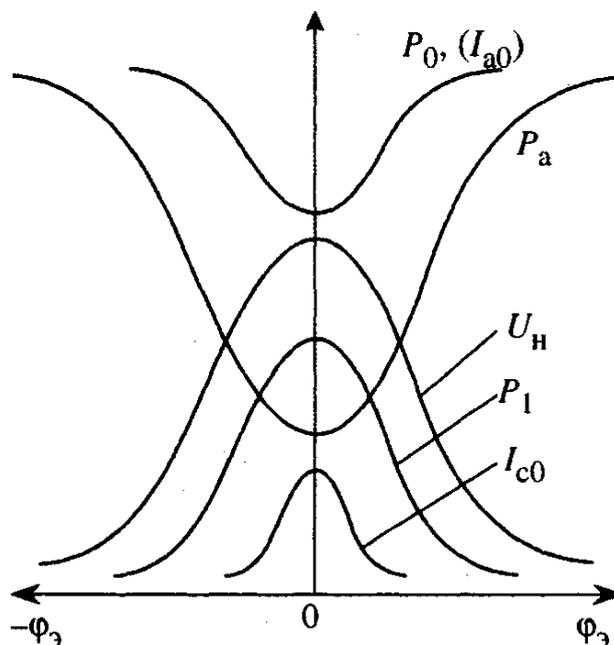
Как правило, настроечные характеристики снимаются при пониженном напряжении источника  $E_a$ , что при постоянных напряжениях во входной цепи и настроенной нагрузке ( $\varphi_{\varnothing} = 0$ ) обеспечивает слабоперенапряженный режим ЭП.

При расстройке колебательного контура резко изменяется режим работы ГВВ, что связано с уменьшением сопротивления нагрузки  $Z_{\varnothing}$ , переходом ЭП в недонапряженный режим, увеличением минимального напряжения на аноде  $u_a = E_a - U_H$ , ростом амплитуды импульса тока и составляющих  $I_{al}$ ,  $I_{a0}$  и уменьшением входного (сеточного) тока (рис. 4.14). При этом напряжение на

нагрузке  $U_H = I_{al} Z_{\Sigma}$  практически повторяет резонансную характеристику контура и уменьшается с его расстройкой. Если подводимая к генератору мощность  $P_0 = I_{a0} E_a$ , повторяя ход зависимости  $I_{a0}(\varphi_{\Sigma})$ , возрастает с расстройкой, то полезная мощность, развиваемая в нагрузке, уменьшается:

$P_1 = 0,5 E_{al} I_{al} \cos \varphi_{\Sigma}$ , а мощность, рассеиваемая на аноде:  $P_a = P_0 - P_1$  увеличивается довольно резко. Одновременное возрастание подводимой мощности  $P_0$  и уменьшение полезной мощности приводят к резкому снижению КПД, росту потерь на аноде лампы  $P_a$  и могут являться причиной ее отказа.

Вот почему настройку генераторов рекомендуется производить при пониженном напряжении  $E_a$ . Если при этом генератор в момент настройки контура оказывается в перенапряженном режиме, то индикатором настройки может служить максимум постоянной составляющей сеточного тока (для тетродов и пентодов это в основном ток экранной сетки  $I_{c20}$ ) и минимум анодного тока  $I_{a0}$  (рис. 4.14).



**Рисунок 4.14 – Зависимость режима ГВВ от фазового угла комплексной нагрузки**

## 4.8 ГВВ на биполярных транзисторах

С середины 60-х годов стали серийно выпускаться мощные высокочастотные генераторные биполярные транзисторы (БТ). Поэтому в последние 15...20 лет в передатчиках многие каскады выполняются не на лампах, а на транзисторах. Уже выпускаются полностью транзисторные коротковолновые передатчики мощностью до 1...5 кВт, а также транзисторно-ламповые передатчики мощностью 5...15 кВт (тетрод только в оконечном каскаде) и 100...500 кВт (тетроды в двух последних каскадах). Биполярные генераторные транзисторы выпускаются для частичных диапазонов до 30; 300 МГц и 2...3 ГГц с полезной мощностью до 250, 150 и 10 Вт, соответственно.

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

Если для электронных ламп инерционные процессы начинают сказываться лишь на частотах, близких к их предельным, то для мощных высокочастотных транзисторов область частот, где необходимо учитывать, инерционные явления практически совпадает с рабочим диапазоном частот транзистора.

В мощных высокочастотных усилителях, как правило, транзисторы работают в той области частот, где существенно проявляются инерционные процессы. Частотные свойства транзисторов удобно характеризовать электрической эквивалентной схемой. Здесь можно воспользоваться так называемой физической эквивалентной схемой (рис. 4.15), которая наглядно иллюстрирует понятие о граничных частотах и связь их значений с параметрами эквивалентной схемы.

На схеме обозначены:  $I_{\Gamma} = S_{\Pi} U_{\Pi}$  - генератор тока, управляемый напряжением на эмиттерном переходе  $U_{\Pi}$ ;  $r_{\beta}$  - сопротивление «тела» базы;  $C_{\text{Э}}$  - емкость открытого эмиттерного перехода;  $r_{\beta} = \beta_0 r_e$  сопротивление рекомбинации носителей в области эмиттерного перехода;  $C_{\text{К}} = C_{\text{К а}} + C_{\text{К п}}$  - емкость коллекторного перехода (компоненты активной и пассивной частей перехода);  $L_{\text{б}}, L_{\text{к}}, L_{\text{э}}$  - индуктивности выводов базы, коллектора, эмиттера;  $S_{\Pi}$  - крутизна транзистора по переходу;  $r_e = 1/S_{\Pi}$  - сопротивление эмиттерного перехода;  $\beta_0 = h_{210\text{Э}}$  низкочастотное значение коэффициента передачи тока в схеме с общим эмиттером. Усиленные свойства транзистора в эквивалентной схеме моделируются включением источника тока, управляемого напряжением,

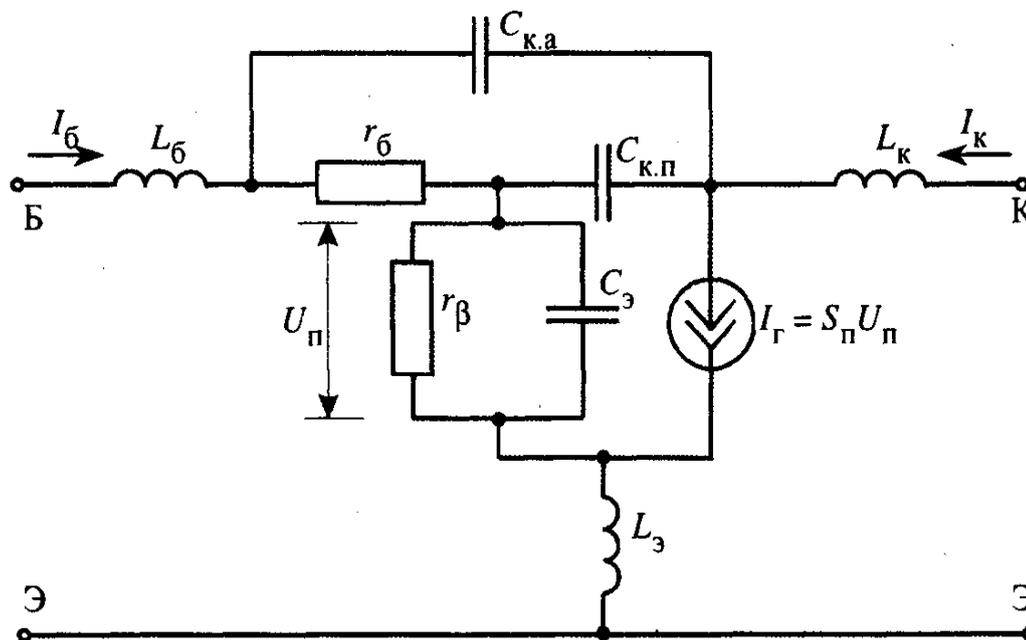


Рисунок 4.15 – Эквивалентная схема биполярного транзистора

причем параметр  $S_{\Pi}$  (крутизна транзистора по переходу) определяется значением тока эмиттерного перехода  $I_{\text{Э}}$  и не зависит от типа транзистора:  $S_{\Pi} = I_{\text{Э}}/\varphi_{\text{T}}$ , где  $\varphi_{\text{T}} = kT_{\Pi}/q$  - так называемый температурный потенциал;  $k = 1,37 \cdot 10^{-23}$  Дж/К - постоянная Больцмана;  $q = 1,6 \cdot 10^{-19}$  Кл - элементарный заряд (заряд

электрона);  $T_{\Pi}$  - абсолютная температура перехода транзистора. При  $T_{\Pi} = 293$  К

(20 °С) потенциал  $\varphi_T = 0,025$  В, при  $T_{\Pi} = 150$  К  $\varphi_T = 0,036$  В. Рекомбинация и дрейф носителей в области открытого  $p$ - $n$ -перехода моделируются включением в эквивалентную схему резистора и диффузионной компонентой в емкости перехода, а накопление заряда в области перехода - зарядовой компонентой емкости. Поэтому в эквивалентной схеме для активного режима работы мощного транзистора в области коллекторного перехода отсутствует резистор, определяемый рекомбинацией носителей, а емкости  $C_K$  включают только зарядовые компоненты (для мощных транзисторов, ввиду низкоомности нагрузки, можно также не учитывать влияние тока утечки обратносмещенного  $p$ - $n$ -перехода). При заходе в область насыщения необходимо включать сопротивление рекомбинации и добавлять диффузионную компоненту в емкость  $C_K$ . В эмиттерном переходе в состав емкости  $C_{\Sigma}$  включается зарядовая компонента  $C_{\Sigma 3}$ , зависящая от напряжения на переходе, и диффузионная  $C_{\Sigma д}$ , определяемая током через переход. При больших токах диффузионная емкость может на несколько порядков превышать зарядовую, поэтому последнюю часто не учитывают ( $C_{\Sigma} = C_{\Sigma 3} + C_{\Sigma д} = C_{\Sigma д}$ ). В области отсечки  $C_{\Sigma} = C_{\Sigma 3}$ , а сопротивление рекомбинации отсутствует (очень велико).

Приведенная схема является приближенной в том смысле, что не учитывается взаимно распределенный характер элементов  $r_{\delta}$ ,  $C_K$ , распределенный характер индуктивностей выводов, крутизна по переходу  $S_{\Pi}$  считается чисто вещественной. Но и при этом условии приведенная схема достаточно сложна для качественного анализа процессов в генераторах.

Количественными характеристиками частотных свойств транзисторов служат так называемые граничные частоты, которые определяются по характеристикам прямой передачи в режиме короткого замыкания выходных зажимов транзистора ( $y$ - и  $h$ -параметры). При этом влияние индуктивности выводов транзистора не учитывают. При экспериментальном определении граничных частот индуктивности выводов могут быть скомпенсированы включением конденсаторов в соответствующие цепи. Их влияние будет рассмотрено далее. В системе  $y$ -параметров коэффициент прямой передачи для транзистора, включенного по схеме с общим эмиттером, определяется как отношение коллекторного тока к напряжению между базой и эмиттером:

$$y_{21\varepsilon} = I_K / U_{\delta\varepsilon} = S_{\Pi} U_{\Pi} / U_{\delta\varepsilon} = S_0 / (1 + j\omega/\omega_s). \quad (4.18)$$

Здесь  $S_0 = S_{\Pi} \left[ r_{\beta} / (r_{\delta} + r_{\beta}) \right]$  - крутизна передаточной характеристики транзистора на низких частотах;  $\omega_s = 1/\tau_s = 1/C_{\Sigma} \left[ r_{\delta} r_{\beta} / (r_{\delta} + r_{\beta}) \right]$  - граничная частота транзистора по крутизне, определяемая постоянной времени  $\tau_s$  цепи, образованной на эквивалентной схеме  $C_{\Sigma}$  и параллельным соединением  $\tau_{\delta}$  и  $\tau_{\beta}$ .

В системе  $h$ -параметров аналогично определяется коэффициент передачи по току от базы к коллектору

$$h_{21\varepsilon} = I_K/I_6 = \beta_0/(1 + j\omega/\omega_\beta), \quad (4.19)$$

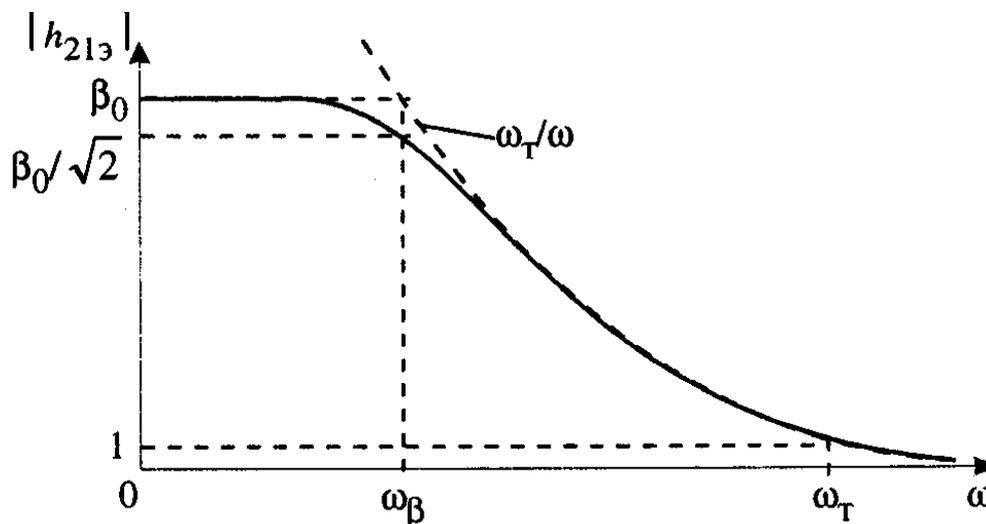
где  $\beta_0 = S_{II} r_\beta$  - коэффициент передачи по току транзистора, включенного с общим эмиттером, на низких частотах;  $\omega_\beta = 1/\tau_\beta = 1/(C_\varepsilon r_\beta)$  - граничная частота транзистора по току, определяемая постоянной времени  $\tau_\beta$  цепи, образованной на эквивалентной схеме элементами  $C_\varepsilon$  и  $r_\beta$ .

Граничные частоты транзистора  $\omega_S$  и  $\omega_\beta$  определяются уменьшением модулей коэффициентов передачи  $y_{21\varepsilon}$  и  $h_{21\varepsilon}$  на 3 дБ, т. е. до уровня 0,707 от своих низкочастотных значений.

На частотах, существенно больших  $\omega_\beta$ , выражение для модуля коэффициента передачи тока асимптотически приближается к зависимости

$$|h_{21\varepsilon}| = \beta_0 \omega_\beta / \omega = \omega_T / \omega. \quad (4.20)$$

Стоящее в числителе произведение параметров  $\beta_0$  и  $\omega_\beta$  носит название предельной частоты усиления тока в схеме с общим эмиттером и обозначается  $\omega_T$  (или  $f_T$ ). Этот параметр наиболее широко используется для оценки частотных свойств транзистора. Связано это с тем, что  $\omega_T$  имеет сравнительно небольшой разброс от экземпляра к экземпляру транзистора, в то время, как  $\omega_S$  и  $\omega_\beta$  могут изменяться в несколько раз.



**Рисунок 4.16 – Частотные свойства биполярного транзистора**

Из соотношения (4.20)  $\omega_T$  может определяться как частота, на которой модуль коэффициента передачи тока транзистора в схеме с общим эмиттером равен единице. Однако ввиду того, что частота  $\omega_T$  выходит за пределы области рабочих частот транзистора, в справочных данных на транзисторы обычно указывается величина модуля  $h_{21\varepsilon}$  на частоте ниже  $\omega_T$ , но существенно выше  $\omega_\beta$ , т. е. на тех частотах, где справедлива зависимость (4.20). Тогда частота  $\omega_T$

определяется как произведение модуля коэффициента передачи тока на частоту, на которой выполнялось измерение. График на рис. 4.16 иллюстрирует приведенные соотношения.

Расчет входной цепи ГВВ с транзистором, включенным по схеме с ОЭ подробно изложен в [1]. Параметры граничного и недонапряженного режимов ГВВ рассчитывают после выбора транзистора [1]. Тип транзистора при заданной полезной мощности  $P_1$  выбирают по отдаваемой мощности  $P_{\text{НОМ}} \geq P_1$  и рабочей частоте из неравенства  $\omega \leq 2\omega_{\text{В}}$ .

Напряжение коллекторного питания  $E_K$  выбирают из условия  $E_K + U_K \leq e_{K \text{ доп}}$ . Здесь  $e_{K \text{ доп}}$  – максимальное допустимое напряжение на коллекторе (из справочника), превышение которого может привести к пробоему транзистора. Коэффициент запаса  $K_3 = e_{K \text{ доп}} / E_K$  выбирают в пределах 0.7...0.9 в зависимости от требований надежности.

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

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

$$\xi_{\text{ГР}} = \frac{U_K}{E_K} = 0.5 + 0.5 \sqrt{1 - \frac{8P_1}{\alpha_1(\theta)S_{\text{ГР}}E_K^2}}.$$

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

$$I_{K1} = \frac{2P_1}{U_K}, \quad I_{K0} = \frac{I_{K1}\alpha_0(\theta)}{\alpha_1(\theta)},$$

а также потребляемую мощность  $P_0 = I_{K0}E_K$ , коэффициент полезного действия  $\eta_K = P_1/P_0$  и сопротивление нагрузки  $R_H = U_K/I_{K1}$  и амплитуду тока возбуждения [1].

В соответствии с (4.19) для заданной рабочей частоты можно найти амплитуду тока возбуждения:

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

При работе БТ в широкополосном ГВВ в случае необходимости поддерживать выходную мощность  $P_1$  постоянной приходится амплитуду тока возбуждения  $I_{\sigma 1}$ , изменять по закону, обратному изменению коэффициента  $|\beta|$ . Напряжение смещения при этом оказывается неизменным.

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

Надежность работы ГВВ на БТ зависит как от выбора рабочих напряжений и токов, так и от теплового режима транзистора.

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

#### 4.9 ГВВ на полевых транзисторах

В настоящее время в высокочастотных генераторах широко используются полевые транзисторы (ПТ) с изолированным затвором, часто называемые по типу структуры МДП-, или МОП -транзисторами. По сравнению с биполярными они имеют ряд преимуществ. Прежде всего следует указать на их повышенную температурную стабильность, ввиду того, что с увеличением температуры транзистора ток выходного электрода снижается, а не возрастает, как у биполярных транзисторов. Отсутствует ток управляющего электрода, обусловленный рекомбинацией носителей, поэтому нет постоянной составляющей тока затвора. Это значительно облегчает построение цепей смещения, позволяет выполнять их маломощными, зачастую на основе высокоомных резистивных делителей. До весьма высоких частот крутизну МДП-транзистора при включении его с общим истоком можно считать постоянной, не зависящей от частоты.

Однако, как и биполярные, МДП-транзисторы - приборы низковольтные, поэтому увеличение мощности транзисторов может идти только за счет форсирования режима по току. Последнее обстоятельство приводит к тому, что мощные МДП-транзисторы за счет влияния индуктивности вывода истока частично теряют свои положительные качества в части чисто реактивного входного сопротивления и частотной независимости крутизны.

Упрощенная эквивалентная схема МДП-транзистора приведена на рис. 4.17, а. В нее включены междуэлектродные емкости, индуктивности выводов и источник тока, управляемый напряжением на емкости  $C_{зи}$ . Здесь и далее индексы «с», «з», «и» относятся к электродам транзистора - стоку, затвору, истоку. Преобразовав эквивалентную схему таким образом, чтобы исключить внутренние обратные связи за счет элементов  $C_{зс}$  и  $L_{и}$ , но учесть в первом приближении их влияние, получим схему, изображенную на рис. 4.17, б.

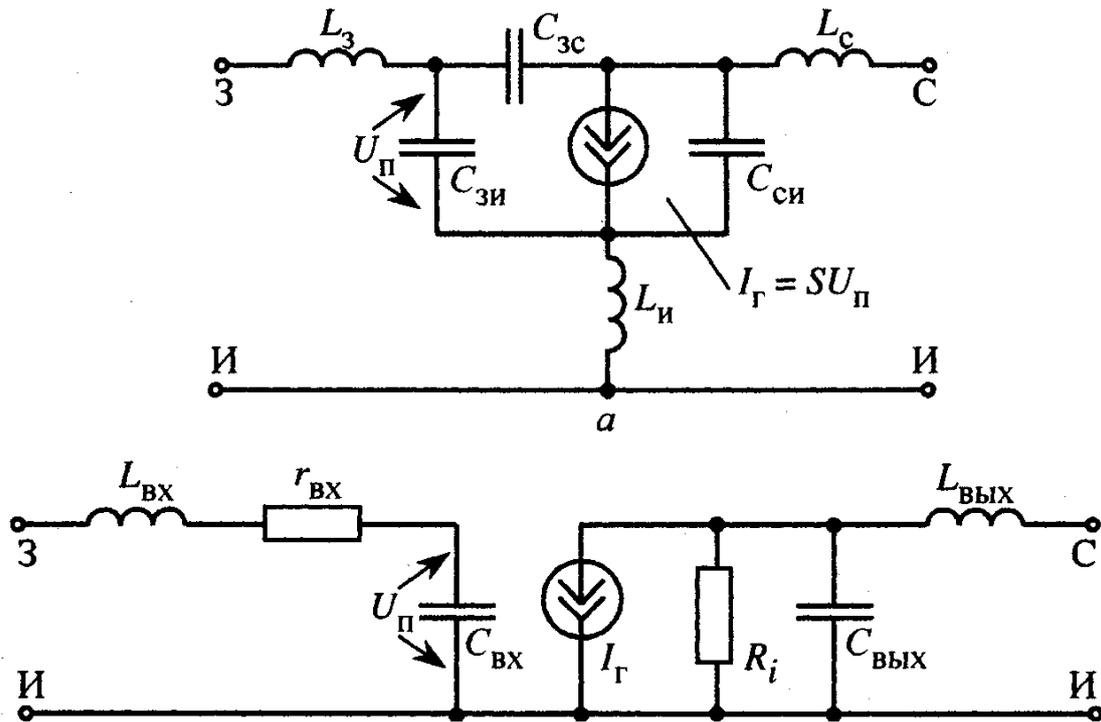


Рисунок 4.17 – Упрощенные эквивалентные схемы МДП транзистора

На этой схеме:  $L_{ВХ} = L_3 + L_{и}$ ,  $L_{ВЫХ} = L_C + L_{и}$  - индуктивности входной и выходной цепей;  $C_{ВХ} = C_{зи} + C_{зс}(1 + K_U)$ ;  $C_{ВЫХ} = C_{си} + C_{зс}$  - входная и выходная емкости транзистора с учетом влияния тока, протекающего через проходную емкость  $C_{зс}$ ;  $R_i = C_{зи} / S \cdot C_{зс}$  - выходное сопротивление транзистора, обусловленное обратной связью через емкость  $C_{зс}$ ;  $r_{ВХ} = k_H S L_{и} / C_{зи}$  - резистивная составляющая входного сопротивления, вызванная индуктивностью вывода истока, где  $k_H = 1 / (1 + R_K / R_i)$  - нагрузочный коэффициент;  $R_K$  - сопротивление нагрузки транзистора (по первой гармонике);  $K_U = U_K / U_{ВХ}$  - коэффициент усиления каскада по напряжению;  $U_K$  - амплитуда напряжения между стоком и истоком;  $U_{ВХ} = I_{К1} / S$  - амплитуда напряжения на входе (между затвором и истоком);  $I_{К1}$  - первая гармоника тока стока,  $S$  - крутизна характеристики  $i_C = f(U_{зи})$ .

Анализируя преобразованную эквивалентную схему (рис. 4.17, б), можно заключить, что выходная цепь усилителя на МДП-транзисторе должна быть аналогичной выходной цепи усилителя на биполярном транзисторе при включении его с ОЭ.

Расчет каскада ГВВ на полевом транзисторе подробно изложен в [1].

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

$$\xi = 0.5 + 0.5 \sqrt{1 - \frac{8P_1}{\alpha_1(\theta)S_{\text{ГР}}E_{\text{СИ}}^2}}.$$

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

Все приведенные соотношения полностью аналогичны соответствующим соотношениям для лампового триода при  $D = 0$ . Последующие формулы, необходимые для расчета параметров режима ПТ в граничном или недонапряженном режиме, приведены в [1].

При расчете частотных характеристик и устойчивости ГВВ на ПТ для работы в диапазоне выше 60...80 МГц следует использовать более сложную эквивалентную схему, точнее описывающую внутренние емкости транзисторов. При анализе ГВВ на ПТ с барьером Шотки также рекомендуется воспользоваться эквивалентной схемой именно для этих транзисторов [1].

## 5 СХЕМЫ ГЕНЕРАТОРОВ С ВНЕШНИМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ [1 -3]

### 5.1 Общие сведения

В предыдущих разделах при изучении теории генераторов с внешним возбуждением основное внимание уделялось особенностям работы (режимам работы) мощных ЭП с целью получения наилучших энергетических показателей. В этом разделе будут рассмотрены особенности построения пассивных «цепей» устанавливаемых на входе и выходе ЭП в ГВВ. Пассивные цепи, входящие в ГВВ, условно можно разделить на цепи связи (ЦС), реализующие заданные характеристики ЭП по переменному току, и цепи питания и смещения, обеспечивающие подачу на ЭП постоянных напряжений. Поэтому сначала рассмотрим построение ЦС отдельно для узко- (резонансных) и широкодиапазонных генераторов, а затем цепи питания этих генераторов по постоянному току.

### 5.2 Схемы генераторов с резонансными цепями связи

В современных передатчиках, и в первую очередь в транзисторных, межкаскадные цепи строят в виде Г-, П- и Т-образных контуров. Согласующие Г-, Т-, П-цепочки выполняются в виде фильтров нижних частот (ФНЧ): в продольных ветвях включаются индуктивности, в поперечных – емкости (рисунок 5.1). При этом обеспечивается лучшая фильтрация гармоник и одновременно выходные емкости и индуктивности выводов транзисторов сравнительно просто включаются в соответствующие  $LC$ -элементы, либо образуют отдельные согласующие звенья. Наконец, такие колебательные цепи довольно легко реализуются в виде как сосредоточенных элементов на частотах до 10...18 ГГц (при небольших уровнях токов, напряжений и реактивной мощности), так и распределенных на основе коротких отрезков длинных линий на частотах свыше 100...300 МГц. Согласующая Г-цепочка обеспечивает заданную трансформацию резистивных сопротивлений  $R_2$  в  $R_1$  на заданной частоте  $\omega$  (на рисунке 5.1, а  $R_1 > R_2$ ). Согласующие Т- и П-цепочки (рисунок 5.1, б, в) строятся в виде последовательного соединения двух Г-образных цепочек, поэтому допускается произвольное соотношение сопротивлений ( $R_1$  больше или меньше  $R_2$ ).

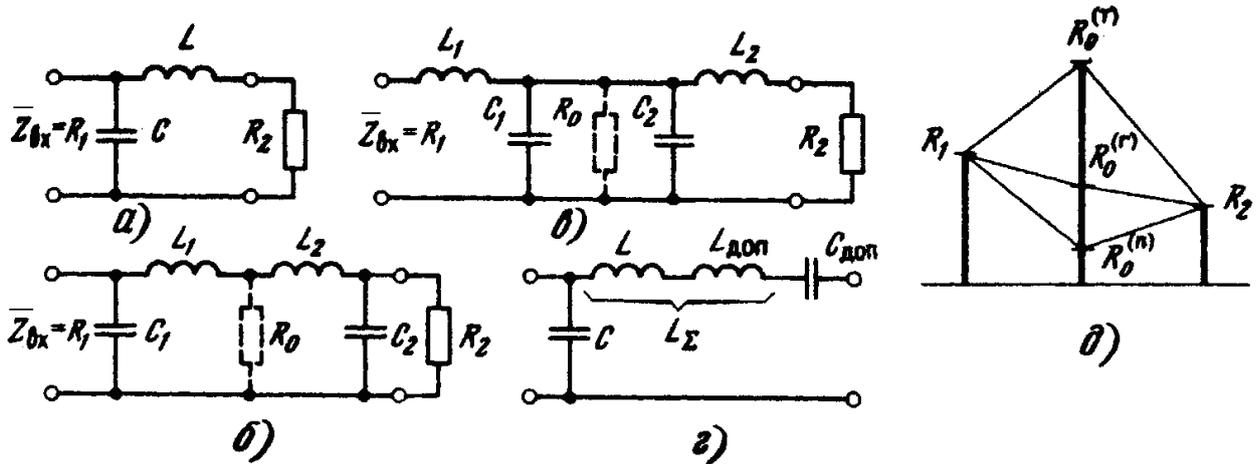


Рисунок 5.1 – Согласующие цепочки на LC - элементах

Правая цепочка трансформирует  $R_2$  в некоторое сопротивление  $R_0$ , а левая  $R_0$  – в  $R_1$ . В П-цепочке  $R^{(II)}$  выбирается меньше меньшего из  $R_1$  и  $R_2$ , и наоборот, в Т-цепочке  $R^{(T)}$  – больше большего из  $R_1$  и  $R_2$  (см. рисунок 5.1, д). Таким образом, Т- и П-цепочки трансформируют «скачкообразно»  $R_2$  в  $R_0$  и затем  $R_0$  в  $R_1$ , в отличие от одной или от двух последовательно включенных Г-цепочек, у которых промежуточное сопротивление  $R^{(T)}$  можно выбирать близким к среднегеометрическому  $R^{(T)} = \sqrt{R_1 R_2}$  (см. рисунок 5.1, д).

Поскольку потери в Г-цепочке минимально возможные и пропорциональны коэффициенту трансформации  $R^{(T)} = \sqrt{R_1 R_2}$  то переход от Г- к П- или Т-цепочке ведет к значительному возрастанию потерь относительно минимальных (в 3...5 раз и более). Поэтому переход от Г- к П- и Т-цепочкам целесообразен только с целью фильтрации.

Поскольку в открытых колебательных системах, например на отрезках двухпроводных длинных линий с укорочением волны, резко возрастают потери за счет излучения, на частотах выше 100 МГц колебательные системы ламповых генераторов выполняют в виде объемных резонаторов. Формы резонаторов могут быть различными: цилиндрические, тороидальные, коаксиальные, радиальные, прямоугольные, полосковые и т.д. Однако поскольку современные генераторные лампы имеют коаксиальную конструкцию, то используются главным образом коаксиальные, реже прямоугольные резонаторы.

Перечисленные особенности построения колебательных систем на высоких частотах для ламповых генераторов остаются справедливыми и для транзисторных. Однако благодаря низким питающим напряжениям и большим рабочим токам и, как следствие этого, небольшим входным и нагрузочным сопротивлениям (десятки, единицы и даже доли Ом) колебательные системы на сосредоточенных LC-элементах выполняют на частотах до 1...2 ГГц, а в микроминиатюрном исполнении – до 10...18 ГГц.

Пример использования в качестве межкаскадной колебательной цепи двух последовательно включенных Г-образных цепочек приведен на рис. 5.2,а. Две цепочки последовательно трансформируют резистивную составляющую входного сопротивления второго транзистора в оптимальное нагрузочное сопротивление для первого транзистора.

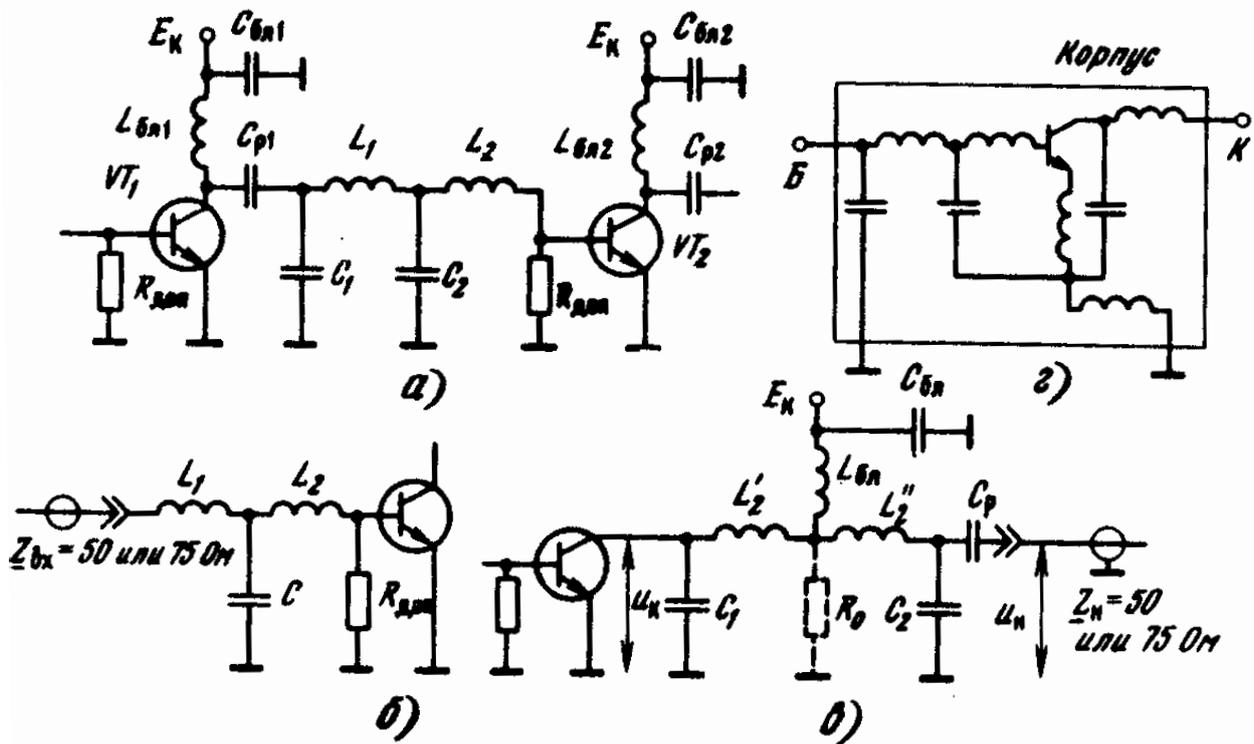


Рисунок 5.2 - Схемы входных, межкаскадных и выходных цепей связи транзисторных генераторов

Часто генератор (одно- или многокаскадный) выполняется в виде отдельного законченного блока (модуля). В этом случае на входе первого каскада устанавливаются цепочки для согласования с волновым сопротивлением кабеля, подключающего возбудитель, а на выходе последнего каскада ставят цепочку для согласования с кабелем, идущим к нагрузке. Примеры построения таких цепочек показаны на рис. 5.2,б,в.

Согласующие Г-,Т-, П-цепочки трансформируют произвольные нагрузочные сопротивления на одной частоте. Практически полоса пропускания в генераторах с такими цепочками может составлять 10...20%.

С ростом частоты уменьшаются требуемые индуктивности согласующих цепочек, что затрудняет их практическую реализацию, особенно при  $L < 10...20$  нГн. Можно увеличивать индуктивности до конструктивно выполняемой величины  $L_{\Sigma}$ . При этом дополнительную индуктивность  $L_{\text{доп}} = L_{\Sigma} - L_{\text{расч}}$  надо скомпенсировать последовательно включенным конденсатором с емкостью  $C_{\text{доп}} = 1/\omega^2 L_{\text{доп}}$ , настроенным в резонанс с ней (см. рис. 5.1,з).

Конструктивно транзисторы выполняют с минимальными индуктивностями выводов и в первую очередь – с наименьшей индуктивностью общего вывода. Для этого часто эмиттерный вывод в схеме с ОЭ (или базовый в схеме с ОБ) соединяют непосредственно с корпусом прибора, а остальные выводы делают в виде широких полосок. При этом межэлектродные емкости и индуктивности выводов транзистора относительно просто komponуются с остальными  $LC$ -элементами колебательной системы, выполненными в виде «полосок». На относительно низких частотах (до 3...30 МГц), например в схеме на рисунке 5.2, *a*, при расчете емкости  $C_1$ , достаточно учитывать выходную емкость первого транзистора:  $C_{1\text{ДЕЙСТВ}} = C_{2\text{РАСЧ}} - C_{\text{ВЫХ}}$ ; при расчете индуктивности  $L_2$  – индуктивность базового вывода второго транзистора:  $L_{2\text{ДЕЙСТВ}} = L_{2\text{РАСЧ}} - L_{\text{ВЫВ}}$ .

На частотах выше 30...100 МГц при расчетах выходной ЦС необходимо также учитывать индуктивность коллекторного вывода, а при расчете входной ЦС – емкость между базовым выводом и корпусом, т.е. требуется учитывать  $\Gamma$ -цепочки, образованные «внутри» транзистора. Более того, выпускаются специальные транзисторы, предназначенные для работы на УКВ и СВЧ, внутри корпуса которых (см. рисунок 5.2, *z*) во входной цепи добавлено специально несколько  $LC$ -элементов, образующих ЦС в виде ФНЧ-трансформатора и повышающих входное сопротивление транзистора до 0.5...1.0 Ом в диапазоне рабочих частот 100...200 МГц и выше. У ряда СВЧ транзисторов аналогичные ЦС устанавливаются в коллекторной цепи.

При построении колебательных цепей транзисторных генераторов индуктивности выполняют в виде отрезков длинных линий на частотах выше 300 МГц, а емкости – на частотах выше 1000 МГц. В качестве отрезков длинных линий часто используют несимметричные полосковые линии.

Это объясняется тем, что при реализации  $LC$ -элементов на длинных линиях можно более точно выдержать значения их параметров и тем самым получить более точные характеристики проектируемых ЦС. Однако из-за потерь в диэлектрике полосковых линий получаемые  $LC$ -элементы оказываются с меньшей добротностью.

Покажем, как отрезок длинной линии (двухпроводной, коаксиальной, полосковой симметричной или несимметричной) можно использовать как элемент колебательной системы. Входное сопротивление длинной линии, нагруженной на некоторое комплексное сопротивление  $\bar{Z}_H$  (рисунок 5.3, *a*) есть:

$$\bar{Z}_{\text{ВХ}} = \bar{Z}_H \cdot \frac{1 + j \frac{Z_C}{\bar{Z}_H} \cdot \text{tg } \theta}{1 + j \frac{\bar{Z}_H}{Z_C} \cdot \text{tg } \theta}, \quad (5.1)$$

где  $Z_C$  – волновое сопротивление линии;  $\theta = \frac{360\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}} \cdot l}{\lambda}$  или  $\theta = \frac{2\pi\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}} \cdot l}{\lambda}$  –

электрическая длина линии в градусах или радианах;  $l_{\text{э}} = l\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}$  или  $l = \frac{l_{\text{э}}}{\sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}}$

– электрическая или геометрическая длина линии в метрах;  $\lambda$  – длина волны в метрах;  $\varepsilon_{\text{эф}}$  – эффективная диэлектрическая проницаемость.

Для практики представляют интерес следующие частные случаи.

1. При относительно низкоомной нагрузке  $|\bar{Z}_H|/Z_C < 0.3$  и малой электрической длине  $l_{\text{э}} < \lambda/8$ , когда  $\text{tg}\theta < 1$ , в знаменателе (5.1) можно пренебречь вторым слагаемым:

$$\bar{Z}_{\text{ВХ}} \approx jZ_C \text{tg}\theta + \bar{Z}_H \approx j\omega L_{\text{ЭКВ}} + \bar{Z}_H, \quad (5.2)$$

где  $L_{\text{ЭКВ}} = \frac{Z_C}{\omega} \cdot \text{tg}\theta \approx \frac{Z_C}{\omega} \frac{2\pi l_{\text{э}}}{\lambda} = \frac{Z_C l \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}}{c}$ ;  $c = \frac{\omega \lambda}{2\pi}$  – скорость света.

Таким образом, линия эквивалентна последовательной индуктивности, величина которой не зависит от частоты (рисунок 5.3, б).

2. При относительно высокоомной нагрузке  $|\bar{Z}_H|/Z_C > 3$  и малой электрической длине  $l_{\text{э}} < \lambda/8$ , когда  $\text{tg}\theta < 1$ , в числителе (5.1) можно пренебречь вторым слагаемым:

$$\bar{Y}_{\text{ВХ}} = \frac{1}{\bar{Z}_{\text{ВХ}}} \approx j \frac{1}{Z_C} \text{tg}\theta + \frac{1}{\bar{Z}_H} = j\omega C_{\text{ЭКВ}} + \frac{1}{\bar{Z}_H}, \quad (5.3)$$

где  $C_{\text{ЭКВ}} = \frac{1}{\omega Z_C} \text{tg}\theta \approx \frac{1}{\omega Z_C} \frac{2\pi l_{\text{э}}}{\lambda} = \frac{l \sqrt{\varepsilon_{\text{эф}}}}{c Z_C}$ .

Таким образом, линия эквивалентна параллельной емкости, величина которой не зависит от частоты (рисунок 5.3, в).

3. При относительно высокоомной нагрузке  $|\bar{Z}_H|/Z_C > 3$  и электрической длине, находящейся в интервале от  $\lambda/8$  до  $3\lambda/8$ , т.е. не более чем в 0.5...1.5 раза отличающейся от  $\lambda/4$ , когда  $|\text{tg}\theta| > 1$ , в знаменателе (5.1) можно пренебречь единицей:

$$\bar{Z}_{\text{ВХ}} \approx -jZ_C \text{ctg}\theta + Z_C^2/\bar{Z}_H.$$

Частотная зависимость реактивной составляющей  $X_{\text{ВХ}} = -Z_C \text{ctg}\theta$  близка к частотной зависимости реактивного сопротивления последовательного  $LC$ -контура  $X_{LC}(\omega) = \omega L - 1/\omega C$  вблизи его резонансной частоты. Поэтому линию можно представить последовательным соединением, состоящим из  $L_{\text{ЭКВ}}C_{\text{ЭКВ}}$ -контура и сопротивления нагрузки  $\bar{Z}_{\text{НЭКВ}} = Z_C^2/\bar{Z}_H$  (рисунок 5.3, г). Величины  $L_{\text{ЭКВ}}$  и выбираются из условия настройки контура на частоту  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_{\text{ЭКВ}}C_{\text{ЭКВ}}}$ , на которой электрическая длина линии равна  $\lambda/4$ , а также из условия, что при расстройках в пределах  $|(\omega - \omega_0)/\omega_0| < 0.2...0.3$  обеспечива-

лось равенство  $X_{LC}(\omega) = X_{BX}(\omega)$  линии. Для этого характеристическое сопротивление контура выбирается в 2 раза меньше волнового сопротивления линии:

$$\rho = \omega_0 L_{\text{ЭКВ}} = 1/(\omega_0 C_{\text{ЭКВ}}) = 0.5 Z_C.$$

4. При относительно низкоомной нагрузке  $(|\bar{Z}_H|/Z_C) < 0.3$  и электрической длине, находящейся в интервале от  $\lambda/8$  до  $3\lambda/8$ , т.е. не более чем в 0.5...1.5 раза отличающейся от  $\lambda/4$ , когда  $|\text{tg}\theta| > 1$ , в числителе (5.1) можно пренебречь единицей:

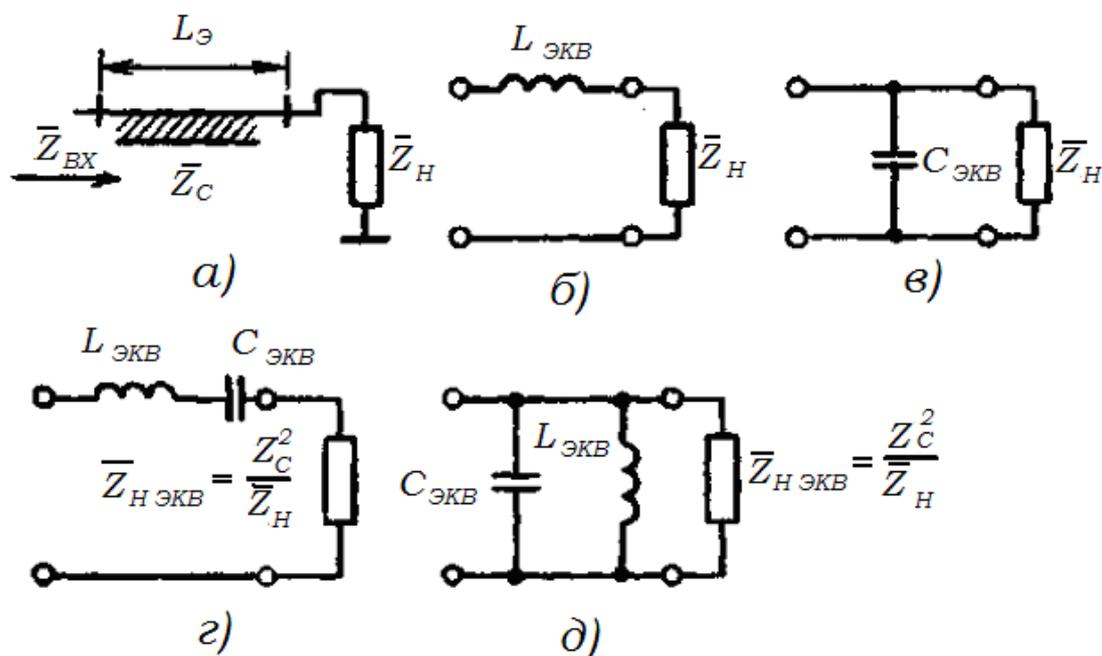
$$\bar{Y}_{\text{BX}} = \frac{1}{\bar{Z}_{\text{BX}}} \approx -j \frac{1}{Z_C} \text{ctg}\theta + \frac{\bar{Z}_H}{Z_C^2}.$$

Проводя аналогичные третьему случаю рассуждения, можно линию представить параллельным  $L_{\text{ЭКВ}}C_{\text{ЭКВ}}$ -контуром и эквивалентным сопротивлением нагрузки  $\bar{Z}_{\text{HЭКВ}} = Z_C^2/\bar{Z}_H$  (рисунок 5.3, д). Величины  $L_{\text{ЭКВ}}$  и  $C_{\text{ЭКВ}}$  выбираются из условия настройки контура на частоту  $\omega_0 = 1/\sqrt{L_{\text{ЭКВ}}C_{\text{ЭКВ}}}$ , на которой электрическая длина линии равна  $\lambda/4$ , а также из условия равенства реактивной проводимости контура  $B_{LC}(\omega) = \omega C_{\text{ЭКВ}} - 1/(\omega L_{\text{ЭКВ}})$  реактивной составляющей  $B_{\text{BX}} = -\frac{1}{Z_C} 1/(\omega L_{\text{ЭКВ}}) \cdot \text{ctg}\theta$  входной проводимости линии при расстройках в пределах  $|(\omega - \omega_0)/\omega_0| < 0.2...0.3$ . Для этого характеристическое сопротивление контура выбирается в 2 раза выше волнового сопротивления линии:

$$\rho = \omega_0 L_{\text{ЭКВ}} = 1/(\omega_0 C_{\text{ЭКВ}}) = 2 Z_C.$$

Важно отметить, что в 3-м и 4-м случаях, когда электрическая длина не более чем в 0.5...1.5 раза отклоняется от  $\lambda/4$ , линия осуществляет инверсию (обратную трансформацию) нагрузочного сопротивления:

$$\bar{Z}_H \rightarrow \bar{Z}_{\text{HЭКВ}} = Z_C^2/\bar{Z}_H.$$



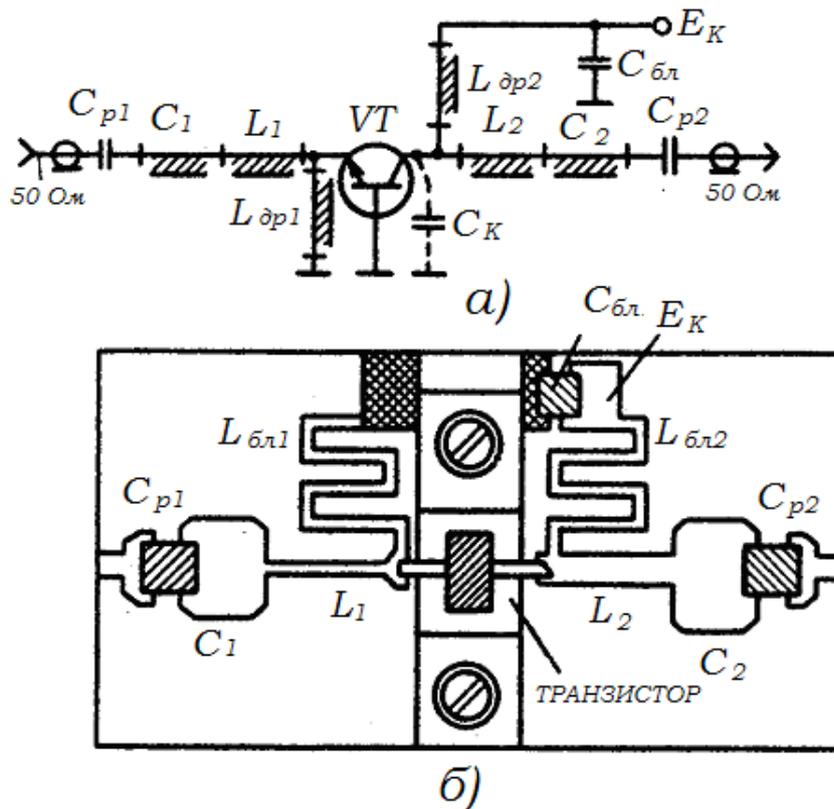
**Рисунок 5.3 – Двухпроводная длинная линия и ее эквивалентные схемы**

Рассмотрим особенности построения колебательных цепей ламповых и транзисторных генераторов с использованием отрезков длинных линий. В ламповой технике главным образом используются коаксиальные колебательные системы, которые обеспечивают высокую собственную добротность, малое излучение электромагнитной энергии в окружающее пространство и удобно соединяются (стыкуются) с мощными лампами УКВ-СВЧ диапазонов, имеющими асимметричную пирамидальную конструкцию кольцевых выводов всех электродов.

Как уже отмечалось, при построении колебательных цепей транзисторных генераторов применяются отрезки длинных линий. В качестве отрезков длинных линий используются несимметричные полосковые линии. Для этого на металлическом основании, которое одновременно может являться радиатором, крепится диэлектрическая пластина (фторопласт, ситал, поликор, кварцевая пластина и др.) толщиной 0.5...2 мм, фольгированная с двух сторон. Путем травления на верхней стороне оставляют отрезки линий: узкие с наибольшим волновым сопротивлением  $Z_{\text{с}} \approx 150$  Ом для реализации индуктивностей и широкие с наименьшим волновым сопротивлением  $Z_{\text{с}} \approx 10...20$  Ом для реализации емкостей. Небольшая регулировка (в процессе настройки генераторов) индуктивностей в сторону больших значений и емкостей в сторону меньших значений осуществляется уменьшением ширины линий. Блокировочные и разделительные конденсаторы обычно выполняют сосредоточенными, но специальной конструкции. Выводы конденсаторов представляют собой металлизированные полоски на их корпусе. Это позволяет уменьшать до минимума индуктивности выводов конденсаторов и легко соединять с

остальными элементами схемы. Блокировочные дроссели выполняются сосредоточенными или в виде отрезков длинных линий длиной  $l_3 = \lambda/4$ . Согласно (5.1) и рисунку 5.3,  $d$  входное сопротивление четвертьволновой короткозамкнутой линии ( $Z_H = 0$ ) равно бесконечности  $\bar{Z}_{ВХ} = \infty$ , а потому такой дроссель не шунтирует ВЧ цепи генератора на данной частоте.

На рисунке 5.4, *а* представлена электрическая схема УКВ-СВЧ транзисторного генератора, в которой емкости и индуктивности входной и выходной ЦС, а также блокировочные дроссели выполняются на отрезках длинных линий. Пример конструкции УКВ-СВЧ транзисторного генератора показан на рисунке 5.4, *б*.



**Рисунок 5.4 – Электрическая схема (а) и эскиз конструкции (б) (топологии) УКВ-СВЧ транзисторного генератора**

На металлическом основании (радиаторе) укреплены транзистор и две диэлектрические металлизированные с двух сторон пластинки. На каждой из них путем соответствующего травления оставлены полоски – отрезки линий, на которых реализуются емкости, индуктивности, блокировочные дроссели, а также 50-омные подводящие линии. Кроме того, на пластинках оставлены контактные площадки для подключения разделительных и блокировочных конденсаторов, выводов транзисторов, источника постоянного тока и для соединения с корпусом «нижних» выводов  $L_{БЛ1}$  и  $C_{БЛ}$ .

### 5.3 Схемы генераторов с широкодиапазонными цепями связи

Во многих радиотехнических системах передатчики работают в широком диапазоне частот. Например, в системах связи и вещания декаметровых волн требуется быстрая перестройка передатчика в диапазоне 1.5...30 МГц, в системах связи – перестройка в отдельных полосах диапазона 30...300 МГц, в диапазоне дециметровых волн требуются усилители мощности (генераторы) с полосами пропускания 220...400, 500...1000, 1000...2000 МГц и т.д. Применение в таких широкодиапазонных устройствах генераторов с резонансными контурами, перестраиваемыми вручную или автоматически, далеко не оптимально. Из-за устройств автоматизации настройки контуры становятся громоздкими, а из-за скользящих контактов ненадежными. Переход к широкодиапазонным генераторам без резонансных контуров позволяет обойтись без подстроенных и перестроечных элементов. В данном случае смена рабочей частоты передатчика сводится только к изменению частоты в возбuditеле, а также к переключению выходного фильтра и перестройке устройства согласования с антенной. Это упрощает и ускоряет перестройку и настройку передатчика и, в конечном счете, повышает его надежность, удешевляет эксплуатацию. Одновременно переход к широкодиапазонным каскадам дает возможность снизить токи и напряжения на реактивных элементах колебательных систем, а, следовательно, уменьшить в них потери и их габаритные размеры. В то же время необходимость выравнивания коэффициента усиления по мощности  $K_p$  в каждом каскаде по диапазону может привести к снижению абсолютного значения  $K_p$  и, как следствие этого, – к увеличению общего числа каскадов передатчика. Кроме того, при уровнях 1...10 кВт из-за сложностей в построении ферритовых трансформаторов (одного из основных элементов широкодиапазонных ЦС), а также выходных колебательных систем в виде переключаемых фильтров применяют резонансные перестраиваемые ЦС и выходные фильтры.

Генераторы с коэффициентом перекрытия по частоте  $K_f = \omega_B / \omega_H > 2$  (точнее  $K_f > 1.7...1.8$ ) условно принято считать широкодиапазонными. При этом в диапазоне от дециметровых до метровых волн абсолютные полосы частот составляют от единиц килогерц до десятков мегагерц. Цепи связи в таких генераторах не обеспечивают ослабление высших гармоник в нагрузке, поскольку при работе на частотах ниже  $0.5\omega_H$  вторая и последующие высшие гармоники попадают в их полосу пропускания и поступают в нагрузку. Например, на частотах до 30...150 МГц строят широкодиапазонные ключевые генераторы на транзисторах с  $K_f \leq 30...100$ , в которых формы токов и напряжений на входе и выходе транзисторов могут одновременно существенно отличаться от гармонических. Однако в большинстве случаев с целью уменьшить опасность паразитных резонансов на частотах высших гармоник в широкодиапазонных ЦС стремятся приблизить токи и напряжения на элементах ЦС, а также хотя бы ток (напряжение) на входе и выходе ЭП по форме к гар-

моническим. По этой причине, а также с целью достижения наибольшей линейности усиления в предварительных маломощных каскадах, в предоконечном, а в некоторых случаях даже в окончательном каскаде ЭП работают в классе *A*. В мощных окончательных каскадах в целях повышения энергетических показателей ЭП работают в режиме класса *B* по двухтактной схеме.

На частотах выше 100 МГц к широкодиапазонным относят генераторы с  $K_f < 2$ , поскольку на этих частотах даже при небольших  $K_f < 1.7 \dots 1.8$  абсолютная рабочая полоса частот может составлять примерно от 50 МГц до 2 ГГц и более. В этом диапазоне частот генераторы строят по одноконтурной, либо квадратурной схеме. В последнее время с выпуском так называемых балансных транзисторов, рассчитанных для работы только в определенных диапазонах частот, генераторы стали строить по двухтактным схемам.

Во всех перечисленных генераторах ЦС выполняются с  $K_f < 2$ . Они обеспечивают достаточную фильтрацию высших гармоник в нагрузке генераторов или на входе последующего каскада.

Таким образом, за исключением широкодиапазонных ключевых генераторов, во всех остальных в нагрузку поступает практически только ток (напряжение) первой гармоники. Поэтому оценивать широкодиапазонные свойства генераторов можно по энергетическим характеристикам, в частности по колебательной мощности первой гармоники  $P_1(\omega) \approx P_H(\omega)$ , в рабочей полосе частот.

Рассмотрим общие принципы построения широкодиапазонных генераторов. Основное требование, предъявляемое к этим генераторам и передатчикам, – получение в рабочем диапазоне частот от  $\omega_H$  до  $\omega_B$  мощности  $P_H(\omega)$  с

некоторой допустимой неравномерностью  $\delta = \frac{P_{H \max} - P_{H \min}}{P_{H \min}}$ . Предполагается,

что входная мощность, которую обеспечивает предыдущий каскад или возбуждатель генератора (передатчика), постоянная –  $P_{ВХ}(\omega) \approx \text{const}$ . Часто вместо  $P_{ВХ}$  оговаривается напряжение  $U_{ВХ}$  на резистивном нагрузочном сопротивлении, обычно равном 50 или 75 Ом. При этом целесообразно, чтобы окончательный каскад передатчика обеспечивал необходимую мощность в нагрузке, работая в одном и том же режиме с наибольшим КПД во всем рабочем диапазоне частот.

Хотя энергетические характеристики в предоконечном и предварительных каскадах не сильно влияют на общие энергетические показатели передатчика (при условии достаточно высокого  $K_p$  окончательного каскада), тем не менее, для лучшего использования в этих каскадах ЭП также целесообразно, чтобы во всем диапазоне рабочих частот их режим сохранялся близким к оптимальному, т.е. обеспечивался постоянный уровень мощности при наибольшем КПД. Для достижения этого входные сопротивления выходных, межкаскадных и входных цепей связи широкодиапазонных генераторов также долж-

ны быть близкими к резистивным и постоянными по величине  $\bar{Z}_{\text{ВХ}}(\omega) = R_{\text{ВХ}}$  в заданном диапазоне рабочих частот от  $\omega_{\text{Н}}$  до  $\omega_{\text{В}}$ .

Таким образом, сформулированы основные принципы построения широкодиапазонных генераторов и отсюда – главное требование к широкодиапазонные ЦС.

Основным элементом входных, межкаскадных и выходных ЦС широкодиапазонных генераторов является трансформатор. В ламповых широкодиапазонных каскадах для трансформации нагрузочных сопротивлений применяют трансформатор с магнитной связью между обмотками. В диапазоне средних рабочих частот он близок к идеальному трансформатору (ИТ), дискретный коэффициент трансформации которого пропорционален отношению числа витков вторичной  $w_2$  и первичной  $w_1$  обмоток. Коэффициенты трансформации по напряжению, току и сопротивлениям определяются соответственно по формулам.

$$K_U = U_2/U_1 = w_1/w_2; \quad K_I = I_2/I_1 = w_1/w_2; \quad R_H/R_{\text{ВХ}} = w_2^2/w_1^2.$$

Рациональным конструированием удастся обеспечить полосу пропускания с коэффициентом перекрытия до 10...30 на частотах 0.1...100 МГц при сравнительно больших нагрузочных сопротивлениях (от 25 Ом до 10 кОм).

Однако применительно к транзисторным генераторам они могут оказаться непригодными. Для современных мощных генераторных транзисторов характерны очень низкие входные и нагрузочные сопротивления, измеряемые единицами и даже долями Ом. При этом индуктивности рассеяния обмоток трансформатора с магнитной связью не должны превышать единиц и даже долей наногенри, что практически невозможно обеспечить.

Для трансформации относительно малых сопротивлений в диапазоне частот от 0.1...1.0 МГц до 100...300 МГц используют трансформаторы на отрезках линий с заданным волновым сопротивлением  $Z_C$ . При согласованном резистивном нагрузочном сопротивлении верхняя граничная частота полосы пропускания трансформатора определяется только потерями в линиях.

В качестве линий используют специальные полосковые и коаксиальные кабели с волновыми сопротивлениями от 3.2 до 150 Ом и выше согласно справочным данным.

Конструкция трансформатора зависит от геометрических размеров кабеля и феррита. При относительно малой длине кабеля на него надевают ферритовые кольца или трубки (рисунок 5.5, а), а при относительно большой – кабель наматывают на ферритовое кольцо или несколько колец (рисунок 5.5, б), либо трубку, которая может быть образована несколькими трубками или кольцами (рисунок 5.5, в). В конструкциях на рисунке 5.5, б, в значительная часть кабеля не охвачена ферритом. Этот недостаток в значительной степени устраняется, если кабель наматывается на трубки, образующие два параллельно расположенных цилиндра. В последнее время для этой конструкции освоен выпуск ферритов в виде цилиндра с двумя круглыми отверстиями (рисунок 5.5, г).

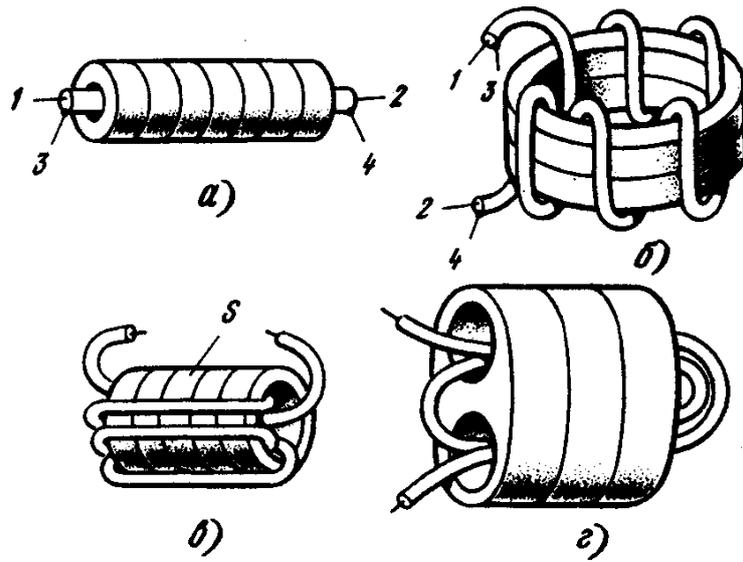


Рисунок 5.5 – Конструкции трансформаторов на линиях

## 6 ЦЕПИ ПИТАНИЯ ТРАНЗИСТОРНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ [1, 3]

Цепи питания транзисторных генераторов существенно проще, чем ламповых. Во-первых, для транзисторов требуется один (иногда два) источник питания. Во-вторых, в многокаскадных передатчиках питание может осуществляться от одного источника (или небольшого числа), напряжение которого определяется типом транзистора оконечного каскада и режимом его работы. При этом напряжение питания транзисторов предоконечного и маломощных предварительных каскадов подается либо непосредственно от данного же источника, либо через гасящие сопротивления. В-третьих, благодаря правым статическим характеристикам БТ и ПТ-транзисторов достаточно обеспечить нулевое смещение между базой и эмиттером или затвором и истоком, чтобы при отсутствии ВЧ возбуждения транзистор был закрыт и постоянные составляющие токов были равны нулю, а при подаче возбуждения обеспечивался угол отсечки коллекторного (стокового) тока, близкий к оптимальному  $90^\circ$ .

Цепи питания в предварительных маломощных каскадах выполняются так же, как в обычных малосигнальных усилителях, и поэтому их построение не рассматривается. В относительно мощных каскадах применяются БТ и ПТ-транзисторы, у которых с целью уменьшения индуктивности общего вывода по ВЧ этот вывод либо непосредственно соединен с корпусом, либо его соединяют с корпусом прибора и всего устройства.

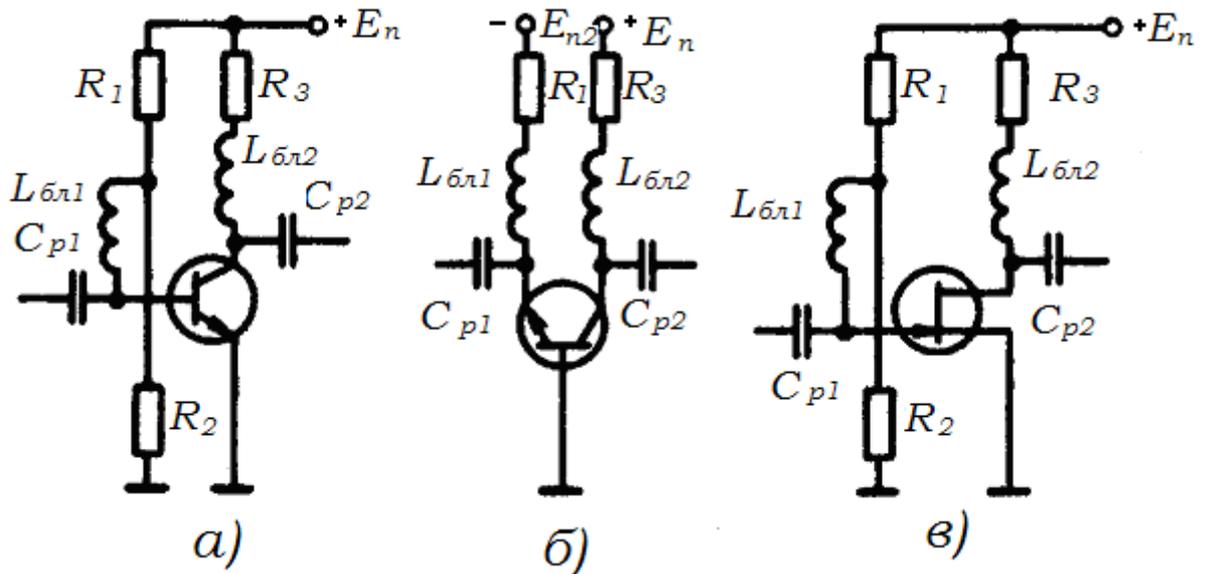
В коллекторных (стоковых) цепях применяют схему как последовательного, так и параллельного питания, поскольку при низких нагрузочных сопротивлениях влияние паразитных емкостей блокировочных дросселей оказывается незначительным. Примеры схем параллельного питания показаны на рисунках 5.2, 5.4. В частности, в схеме на рисунке 5.2, в, в которой П-контур образован двумя Г-цепочками, содержащими индуктивности  $L'_2$  и  $L''_2$ , в точке их соединения оказывается минимальное ВЧ напряжение. Поэтому блокировочную индуктивность  $L_{БЛ}$  следует подключать в данную (или близкую к ней) точку.

На рисунке 6.1 показаны схемы цепей питания, обеспечивающие отпирающее напряжение на эмиттерном переходе БТ и на затворе ПТ-транзисторов. В БТ при включении с ОЭ (рисунок 6.1, а) необходимое смещение подается от источника коллекторного питания через делитель  $R_1R_2$  с

учетом автосмещения на резисторе  $R_{АВТ} = \frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}$  от постоянной составляющей

тока базы  $I_{Б0}$ . При включении с ОБ (рисунок 6.1, б) для этого требуется дополнительный источник другой полярности. Сопротивление резистора  $R_1$  выбирается из условия получения заданной постоянной составляющей тока эмиттера (коллектора):

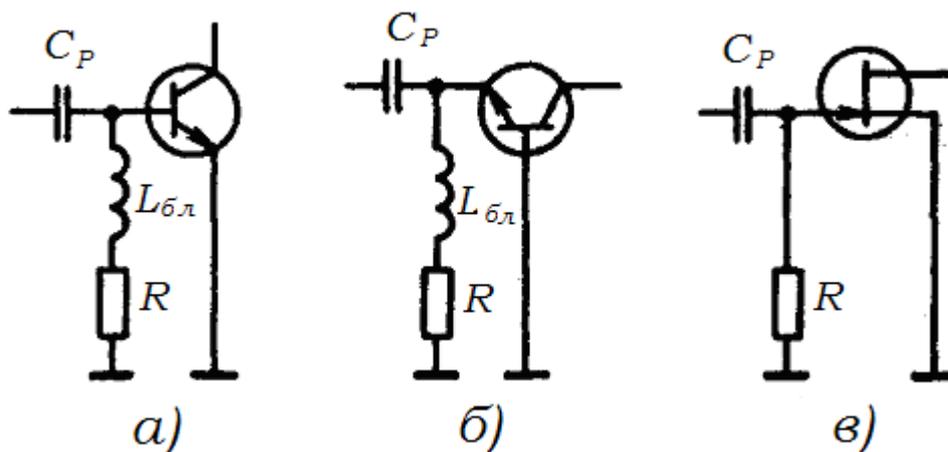
$$R_1 = \frac{E_{\Pi 2}}{I_{Э0}} \approx \frac{E_{\Pi 2}}{I_{К0}}$$



**Рисунок 6.1 – Схемы питания БП и ПТ-транзисторов с общим выводом на корпус**

Ввиду большого сопротивления резисторов  $R_1$ ,  $R_2$  и низкого входного сопротивления транзистора блокировочный дроссель  $L_{БЛ}$  обычно не ставится. Резистор  $R_3$  включается для снижения напряжения на коллекторе (например, при питании предоконечного каскада от более высоковольтного источника окончного каскада). При значительном сопротивлении  $R_3$  блокировочный дроссель  $L_{БЛ}$  может быть исключен. Цепь питания ПТ-транзистора, включенного по схеме с ОИ (рисунок 6.1, в), строится так же, как для БТ с ОЭ (см. рисунок 6.1, а) с учетом, что постоянная составляющая тока затвора отсутствует и на делителе не будет дополнительного смещения.

На рисунке 6.2, а, б и в показаны соответственно цепи питания биполярных и ПТ-транзисторов, обеспечивающих запирающее или нулевое напряжение смещения на эмиттерном переходе или затворе. В БТ запирающее автосмещение обеспечивается на резисторе  $R$  от постоянной составляющей тока базы  $E_{БЭ} = RI_{Б0}$  в схеме с ОЭ или тока эмиттера  $E_{ЭБ} = RI_{Э0}$  в схеме с ОБ. При  $E_{ОТС} > 0$  блокировочный дроссель часто не ставится. Нулевое смещение обеспечивается при  $R = 0$ .



**Рисунок 6.2 – Схемы питания биполярных транзисторов с запирающим автосмещением и ПТ-транзисторов с нулевым напряжением смещения**

Ввиду правых характеристик ( $E_{отс} > 0$ ) в ПТ-транзисторах обычно не возникает необходимости в запирающем смещении. Поскольку постоянная составляющая тока затвора отсутствует, нулевое смещение обеспечивается включением резистора  $R$  (см. рисунок 6.2, в). Сопротивление резистора  $R$  выбирается из условия малого шунтирования по ВЧ:  $R > (10...20)Z_{вх}$ , где  $Z_{вх}$  – входное сопротивление транзистора.

## 7 УМНОЖИТЕЛИ ЧАСТОТЫ [1, 2]

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

Умножители частоты можно разделить на два класса по типу используемых приборов:

1) умножители на нелинейных активных приборах (лампы, транзисторы);

2) умножители на нелинейных пассивных приборах (диоды, варикапы).

Ламповые и транзисторные умножители частоты по существу являются генераторами с внешним возбуждением и отличаются от рассмотренных выше ГВВ только тем, что выходной контур умножителя настроен на  $n$ -ю гармонику частоты возбуждения. Для умножителей колебательный контур в выходной цепи должен быть настроен на вторую или третью гармонику входной частоты ( $n = 2; 3$ ). Более высокая кратность умножения почти не применяется из-за резкого снижения  $P_{\Pi}$  и КПД. Колебательные контуры умножителей должны иметь как можно более высокую рабочую добротность  $Q$ , чтобы снизить в выходном колебании напряжения с частотой возбуждения и других гармоник. Иногда для более сильного подавления этих нежелательных компонент вместо одного колебательного контура включают более сложный полосовой фильтр.

Анализ работы ламповых и транзисторных умножителей и расчет параметров их режимов выполняются так же, как и для ГВВ, работающих усилителями. Поскольку напряжение (или ток) возбуждения и напряжение на выходном контуре умножителя могут быть приняты гармоническими, то для получения наибольшей полезной мощности  $P_{\Pi}$  и КПД  $\eta = \frac{P_{\Pi}}{P_0}$  следует поставить ЭП в граничный режим.

Предположим, что задана необходимая полезная мощность  $P_{\Pi}$ , выбран тип ЭП и, следовательно, установлены его параметры и выбраны номиналы

напряжений питания. Тогда амплитуду напряжения  $n$ -й гармоники на выходе ЭП, соответствующую граничному режиму, можно определить как:

$$U_{n\text{ГР}} = E_a \xi_{\text{ГР}} = E_a \left[ 0.5 + 0.5 \sqrt{1 - \frac{8P_{\Pi}}{\alpha_n(\theta) S_{\text{ГР}} E_a^2}} \right].$$

Электронный прибор в умножителе частоты обязательно работает с отсечкой выходного тока (классы  $B$ ,  $C$ ). Угол отсечки выходного тока, например анодного, для ламповых умножителей имеет различные оптимальные значения в зависимости от кратности умножения. Ранее было показано, что анодный ток в виде импульсов косинусоидальной формы с отсечкой можно представить в виде ряда Фурье. Коэффициенты этого ряда, если анодный ток задан амплитудой импульса и углом отсечки  $\theta$ , определяются с помощью коэффициентов  $\alpha_n(\theta)$ :  $I_{a\ n} = \alpha_n(\theta) I_{a\ m}$ . Оптимальный угол отсечки  $\theta_{\text{ОПТ}}$ , при котором получаются максимальные значения  $P_n$  и  $I_{a\ n}$ , равен углу отсечки, при котором  $\alpha_n(\theta_{\text{ОПТ}})$  принимает также максимальное значение:

$$\theta_{\text{ОПТ}} = \frac{120^\circ}{n}. \quad (7.1)$$

Таким образом, для умножителя с  $n = 3$   $\theta_{\text{ОПТ}} = 40^\circ$ .

В современных диапазонных передатчиках для облегчения операций настройки применяют так называемые *широкодиапазонные неперестраиваемые умножители частоты*. В этих умножителях выбором режима работы ЭП и схемой их включения в каскаде добиваются того, чтобы в спектре выходного напряжения (или тока) каскада полностью отсутствовали (или были значительно ослаблены) составляющие с частотами  $\omega$ ,  $(n - 1)\omega$  и  $(n + 1)\omega$ . В идеальном случае желательно отсутствие всех составляющих, кроме полезной с частотой  $\omega$ . Это позволяет сделать умножитель частоты широкодиапазонным без переключаемых или перестраиваемых фильтрующих элементов.

Примером такого умножителя является двухтактный удвоитель частоты (рисунок 7.1, *а*). Благодаря входному трансформатору  $Tr_1$  с заземленной по радиочастоте средней точкой транзисторы возбуждаются токами  $i'_B$  и  $i''_B$  с одинаковыми амплитудами и противоположными фазами. Коллекторные цепи транзисторов подключены к нагрузке параллельно. Напряжение смещения на базах транзисторов установлено равным  $E_B = E'$ , вследствие чего угол отсечки коллекторных токов  $\theta = 90^\circ$ .

На рисунке 7.1, *б* приведены эпюры входного напряжения возбуждения  $U_{\text{ВХ}}$ , коллекторных токов  $i'_K$ ,  $i''_K$  и напряжения на сопротивлении нагрузки  $U_{\text{Н}}$ . При выбранной схеме удвоителя и режимах транзисторов выходное напряжение состоит из напряжений второй и последующих четных гармоник. Постоянная составляющая коллекторных токов в нагрузку не поступает, а амплитуды второй, четвертой и т.д. гармоник относительно невелики. Наличие нижнего сгиба реальных характеристик  $i_K = f(i_B)$  приводит к дополнительному снижению амплитуд этих гармоник (см. рисунок 7.1, *б* штриховая кривая).

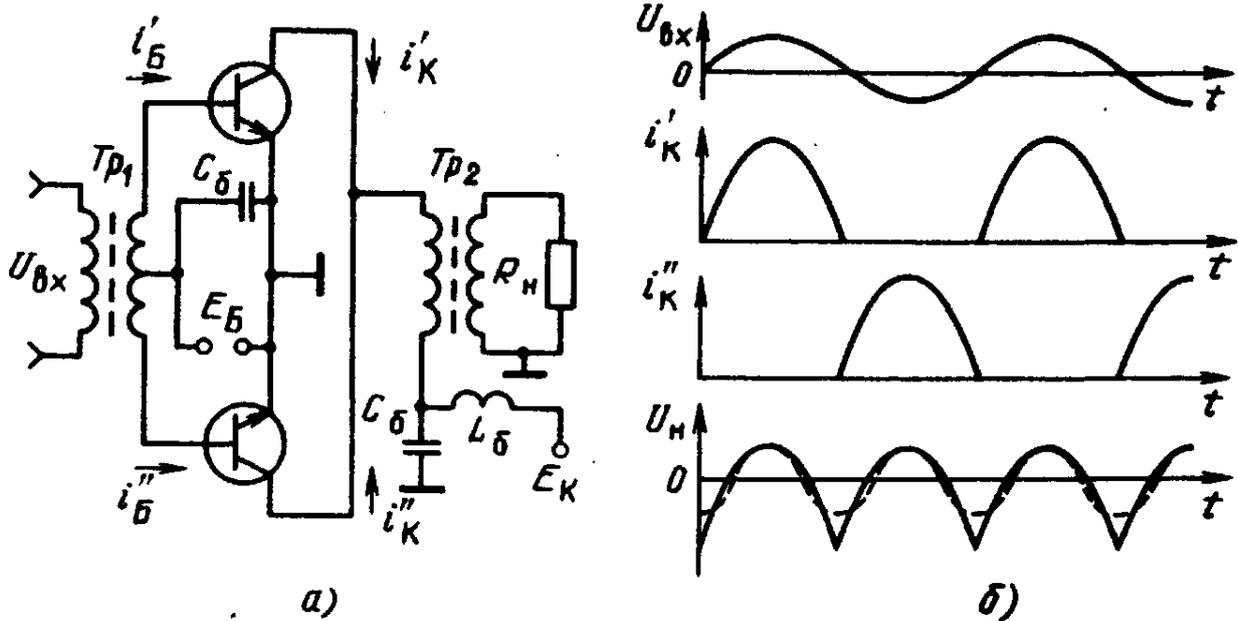


Рисунок 7.1 – Схема двухтактного удвоителя частоты

В удвоителе частоты (см. рисунок 7.1, а) вместо транзисторов можно использовать высокочастотные диоды. Однако из-за низкого КПД и малой выходной мощности умножители этого типа не получили применения в передатчиках.

В удвоителях частоты описанного вида (см. рисунок 7.1, а) особенно полезно использование полевых транзисторов, у которых нижняя часть проходной характеристики  $i_c = f(e_{зи})$  имеет довольно протяженный квадратичный участок, на котором крутизна  $S_3$  пропорциональна мгновенному напряжению на затворе.

В современных передатчиках умножители частоты на транзисторах работают в диапазоне ниже 5...10 ГГц. В передатчиках более высокочастотных после окончательного транзисторного усилителя включают один или несколько умножителей частоты на специальных полупроводниковых диодах-варикапах (варакторах). К этим умножителям предъявляются следующие требования:

заданная выходная мощность  $P_{\text{П}}$ ; высокий КПД  $\eta = \frac{P_{\text{П}}}{P_{\text{ВХ}}}$  и заданный рабочий диапазон частот.

Структурная схема (рисунок 7.2) и принцип работы варикапного умножителя следующие. Умножитель состоит из входного полосового фильтра  $\Phi_1$  с центральной частотой  $\omega$ , варикапа В, выходного полосового фильтра с центральной частотой  $n\omega$ . На вход фильтра  $\Phi_1$  от генератора Г (или предварительного каскада) подаются колебания с частотой  $\omega$  и мощностью  $P_{\text{ВХ}}$ . К выходу фильтра  $\Phi_2$  подключена нагрузка, на которой рассеивается выходная мощность  $P_{\text{П}}$ . Полосы пропускания фильтров  $\Phi_1$  и  $\Phi_2$  не перекрываются. Различают два режима работы варикапа:

1) варикап даже при максимальных напряжениях на нем закрыт, угол отсечки тока через варикап  $\theta = 0$ ;

2) варикап открыт на части периода входного колебания, угол отсечки тока через варикап  $\theta > 0$ .



Рисунок 7.2 – Структурная схема умножителя частоты

В первом случае входной гармонический ток с частотой  $\omega$ , протекающий через варикап, создает негармоническое напряжение на варикапе, вследствие которого возникает гармонический выходной ток с частотой  $n\omega$ . Происходит преобразование колебаний с одной частотой в колебания другой частоты.

При работе варикапа с отсечкой ( $\theta > 0$ ) в цепи смещения варикапа появляется постоянный ток – побочный результат работы варикапа как выпрямителя. Теоретический КПД варикапного умножителя частоты при  $\theta = 0$  равен 1. В действительности из-за потерь в фильтрах и варикапе КПД  $< 1$ .

Рассмотрим причины потерь в варикапе при преобразовании частоты и возможности их минимизации. Эквивалентная схема мощного варикапа для преобразователей частоты приведена на рисунке 7.3, а. Она содержит индуктивность выводов  $L_B$ , резистор  $R_S$  – сопротивление материала полупроводника, резистор  $R_R$  – дифференциальное сопротивление перехода,  $C_B$  – барьерную емкость закрытого варикапа и  $C_{\text{диф}}$  – диффузионную емкость. На рисунке 7.3, б показаны графики для  $C_B$  и  $C_{\text{диф}}$  в зависимости от мгновенного напряжения на варикапе. Барьерная емкость на большем интервале напряжений  $e_B$  меняется сравнительно мало (2...4 раза); диффузионная емкость  $C_{\text{диф}}$ , равная нулю при  $e_B < 0$ , резко увеличивается по мере приближения  $e_B$  к  $E'$  – напряжению, при котором открывается варикап. Поэтому при теоретических исследованиях и расчетах вольт - фарадную характеристику варикапов аппроксимируют двумя отрезками прямых  $a_1a_2$ ,  $a_2a_3$  (см. рисунок 7.3, б).

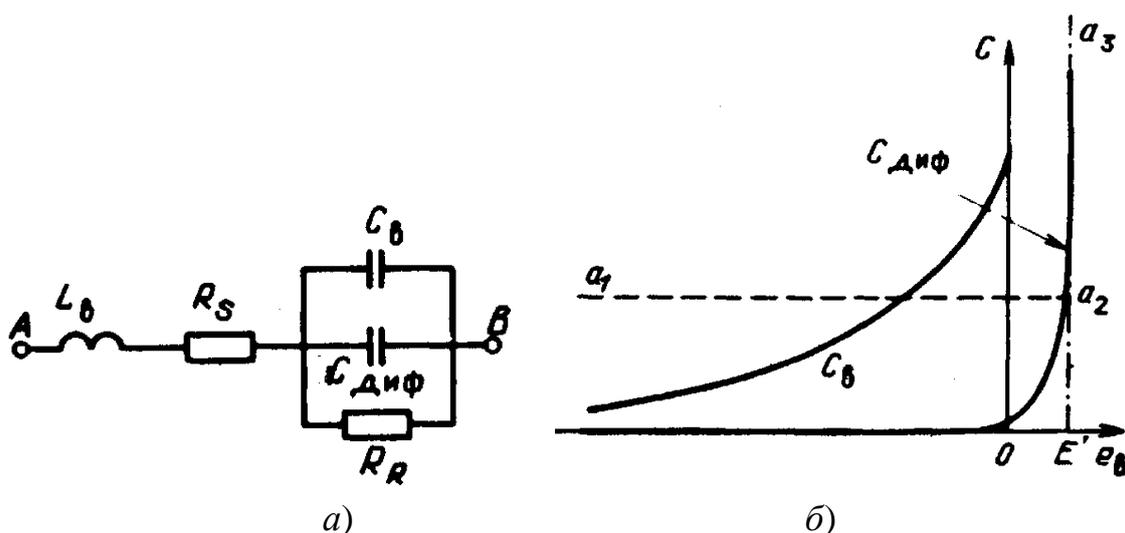


Рисунок 7.3 – Эквивалентная схема варикапа (а) и зависимость емкости варикапа от напряжения смещения (б)

Поскольку барьерная емкость  $C_B$  закрытых варикапов незначительно изменяется при изменении  $e_B$  и сравнительно мала (десятки нанофард), то режим варикапа с полностью закрытым переходом используется только на очень высоких частотах (более 10 ГГц) в удвоителях и утроителях частоты.

В умножителях частоты большей кратности и работающих на более низких частотах обычно используется режим с отпиранием  $p$ - $n$ -перехода, когда к барьерной емкости  $C_B$  добавляется диффузионная емкость, превышающая первую на несколько порядков. В результате резкого увеличения диапазона изменения емкости  $C'_B = C_B + C_{\text{диф}}$  увеличивается накапливаемый на ней заряд, возрастает рабочий ток и преобразуется мощность. При этом и мощность, и КПД умножителя оказываются достаточно большими даже при высокой кратности  $n$  (до 5...7).

**Условия минимизации потерь в варикапе различны при открытом и закрытом  $p$ - $n$ -переходах.** При открытом переходе необходимо, чтобы ток через переход протекал бы в основном через диффузионную емкость  $C_{\text{диф}}$ , т.е. емкостное сопротивление  $\frac{1}{\omega C_{\text{диф}}}$  должно быть много меньше сопротивления  $R_R$ . Рабочую частоту с учетом этого условия можно определить из неравенства:

$$\omega > \frac{10}{\tau_{\text{РЕК}}}, \quad (7.2)$$

где  $\tau_{\text{РЕК}} = C_{\text{диф}} R_R$  – постоянная времени рекомбинации.

Если условие (7.2) не будет выполняться, то значительный ток потечет через  $R_R$ . В результате возникнет интенсивное преобразование энергии ВЧ колебаний в энергию постоянного тока, которая будет выделяться по цепи смещения.

При закрытом переходе в эквивалентной схеме варикапа остаются  $L_B$ ,  $R_S$  и  $C_B$ . Отсюда следует, что потери в этом режиме будут малы тогда, когда емкостное сопротивление  $\frac{1}{\omega C_B}$  много больше сопротивления  $R_S$ . Отсюда условие, ограничивающее рабочую частоту сверху при незначительности потерь:

$$\omega < \frac{1}{10C_B R_S}. \quad (7.3)$$

Наконец, в варикапах имеют место потери из-за конечного времени  $t_B$  восстановления закрытого состояния  $p$ - $n$ - перехода. Эти потери становятся незначительными, если рабочая частота выбрана с учетом неравенства  $\omega < \frac{1}{10t_B}$ .

Таким образом, в некотором интервале частот варикап будет эквивалентен нелинейной емкости с относительно малыми потерями, как в открытом, так и в закрытом состоянии.

На рисунке 7.4 приведены эквивалентные схемы умножителей частоты при параллельном и последовательном включении варикапа. В реальных варикапных умножителях, работающих в диапазоне СВЧ, входные и выходные фильтры выполняются в виде волноводных или полосковых конструкций. При определенных соотношениях между элементами эквивалентных схем они оказываются равноценными, поэтому можно ограничиться изучением любой из них.

Рассмотрим подробнее схему с параллельным включением варикапа (рисунок 7.4, *a*). Примем, что последовательные контуры входного и выходного фильтров настроены соответственно на частоту входного  $\omega$  и выходного  $n\omega$  колебаний и обладают достаточно высокой добротностью. Следовательно, через варикап в этом случае могут протекать три тока: постоянная составляющая  $I_{B0}$  (если  $\theta > 0$ ) и два гармонических тока:  $i_1 = I_1 \sin \omega t$  и  $i_2 = I_n \sin n\omega t$ .

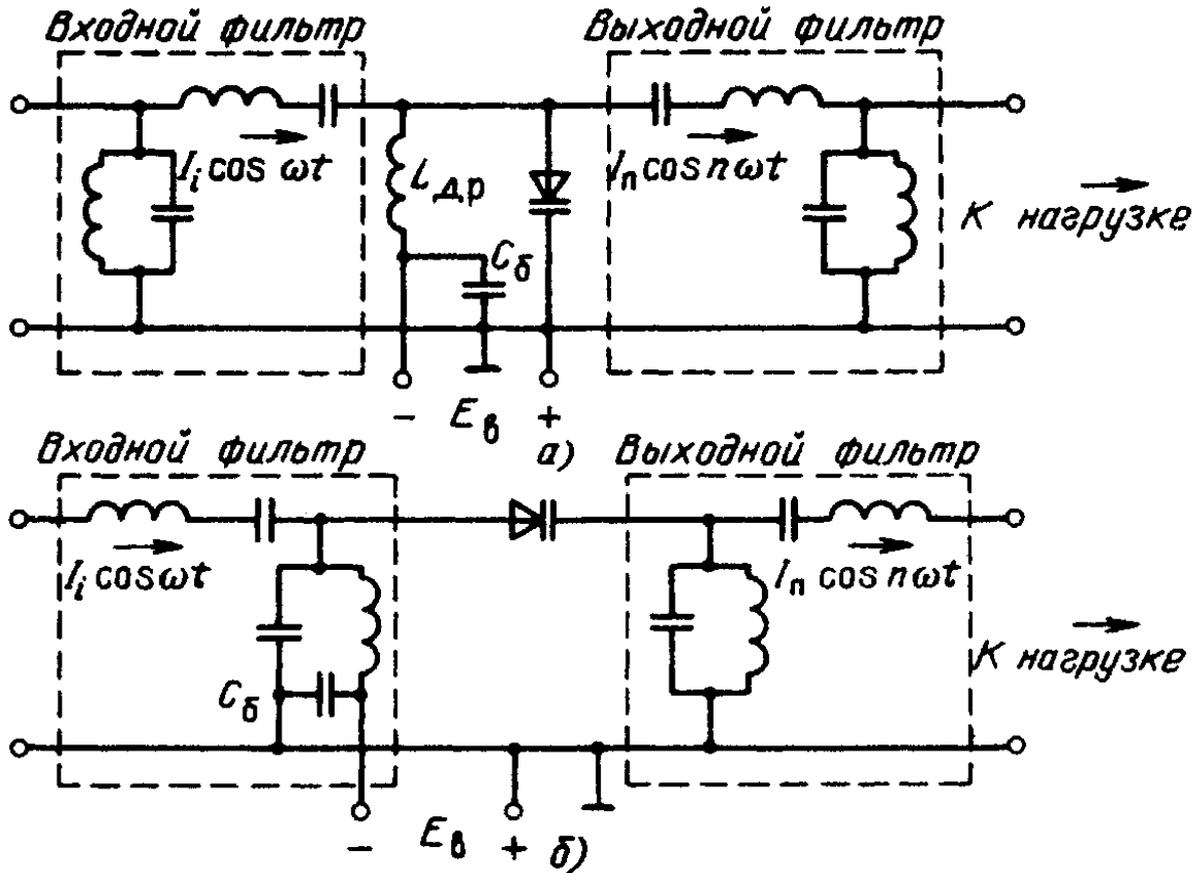


Рисунок 7.4 – Схемы умножителей частоты при параллельном (а) и последовательном (б) включении варикапа

Чтобы представить физические явления, имеющие место при работе варикапа, сначала рассмотрим более простой случай. Пусть цепь, подключающая выходной фильтр к варикапу, разорвана. На варикап поданы запирающее напряжение  $E_{\text{В}}$  и входной ток  $i_1 = I_1 \sin \omega t$ , амплитуда которого, начиная с момента  $t = 0$ , увеличивается по линейному закону. Вольт-фарадную характеристику варикапа аппроксимируем, как было отмечено выше, двумя отрезками прямой. На рисунке 7.5 изображены: эпюры входного тока (а); вольт-фарадная характеристика варикапа (б) и эпюра напряжений на варикапе (в). Аппроксимированная вольт-фарадная характеристика варикапа показывает, что варикап имеет постоянную емкость  $C$  при всех напряжениях  $e_{\text{В}} < E'$  и бесконечно большую емкость при  $e_{\text{В}} > E'$ . Последнее означает, что при любом значении тока через варикап мгновенное напряжение на нем не может превышать  $E'$ . Из рисунка 7.5, в, видно, что при малых значениях  $I_1$  напряжение на варикапе  $e_{\text{В}} = E_{\text{В}} - U_{\text{В}} \cos \omega t$ , где  $U_{\text{В}} = \frac{I_1}{\omega C}$ .

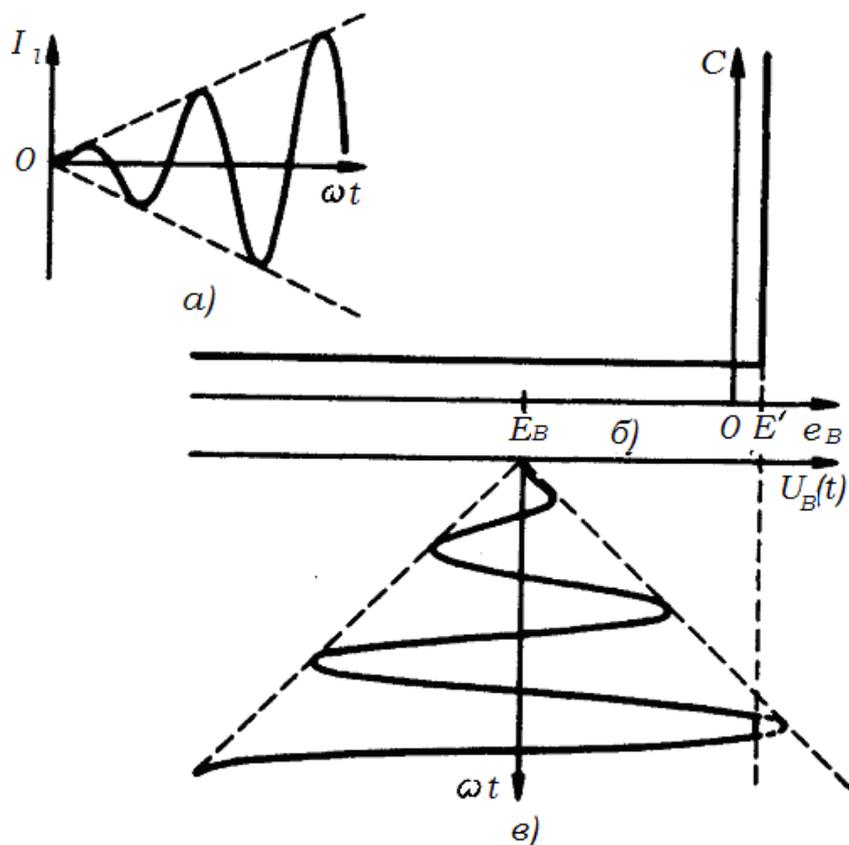


Рисунок 7.5 – Эпюры напряжений на варикапе

По мере увеличения  $I_1$  пропорционально увеличивается амплитуда  $U_B$  напряжения на варикапе вплоть до значения  $U_B = E' - E_B$ . При дальнейшем увеличении  $I_1$  мгновенное напряжение на варикапе оказывается как бы ограниченным с одной стороны, появляется отсечка напряжения. Угол отсечки можно вычислить по формуле:

$$\theta = \arccos \frac{E' - E_B}{U_B}.$$

На интервале отсечки некоторая часть носителей, образующих накопленный заряд, рекомбинирует, производя постоянную составляющую тока через варикап  $I_{B0}$ .

Для рассмотрения поведения напряжения на емкостном элементе в умножителе частоты, для которого напряжение  $e_B$  пропорционально заряду  $q_B$  ( $e_B = \frac{q_B}{C}$ ), удобнее вместо токов  $i_1$  и  $i_n$  оперировать зарядами:

$$q_1 = \int_0^t i_1 dt = -\frac{1}{\omega} I_1 \cos \omega t = Q_1 \cos \omega t ;$$

$$q_n = \int_0^t i_n dt = -\frac{1}{\omega} I_n \cos \omega t = Q_n \cos n \omega t.$$

Таким образом, в общем случае заряд на варикапе изменяется по бигармоническому закону:

$$q_B(t) = Q_0 + Q_1 \cos \omega t + Q_n \cos(n\omega t + \psi).$$

Здесь  $Q_0$ ,  $Q_1$ ,  $Q_n$  – постоянная составляющая и амплитуды первой и  $n$ -й гармоник заряда соответственно, а  $\psi$  – фазовый угол для заряда  $n$ -й гармоники. Если ввести теперь относительный угол отсечки по заряду  $\cos \theta = -\frac{Q_0}{Q_1}$  и

относительную амплитуду  $n$ -й гармоники заряда  $M_n = \frac{Q_n}{Q_1}$ , то выражение для  $q_B(t)$  будет преобразовано к следующему:

$$q_B(t) = Q_1 [\cos \omega t - \cos \theta + M_n \cos(n\omega t + \psi)].$$

Под действием заряда  $q_B(t)$  на варикапе возникает напряжение  $e_B(t)$ . Это напряжение при принятой аппроксимации вольт-фарадной характеристики:

$$e_B(t) = \frac{q_B(t)}{C}, \text{ если } e_B < E';$$

$$e_B(t) = E', \text{ если } e_B > E'.$$

На рисунке 7.6 в качестве примера приведены эюры зарядов  $q_1$  и  $q_n$ , эюра суммарного переменного заряда на варикапе и эюра напряжения  $e_B(t)$  на варикапе в утроителе частоты. Анализ показывает, что для режимов работы с наибольшей преобразуемой мощностью при заданных  $n$ ,  $\omega$ ,  $C$  и  $U_{Bm}$ ,  $U_{Bm} \approx \frac{Q}{nC}$ , и наименьшими потерями в варикапе существуют оптимальные значения угла отсечки  $\theta_{\text{ОПТ}}$  фазового угла и фазового угла  $\psi_{\text{ОПТ}}$  от относительной амплитуды  $n$ -й гармоники  $M_{n\text{ОПТ}}$ . Угол  $\theta_{\text{ОПТ}}$  равен углу отсечки, при котором  $|\gamma(\theta)|$  принимает наибольшее значение (рис. 7.7, а). Оптимальные значения  $\psi_{\text{ОПТ}} = (-1)^n \frac{\pi}{2}$  и  $M_{n\text{ОПТ}} = \frac{\sin \theta_{\text{ОПТ}}}{n}$ .

Энергетический анализ параллельной и последовательной схемы включения варикапа, свидетельствует о необходимости настройки в резонанс входной и выходной цепей умножителя [2]. Из сравнительного анализа для обеих схем можно сделать следующие выводы.

В параллельной схеме умножитель частоты имеет сравнительно низкие значения  $R_{\text{ВХ}}$  и  $R_{\text{ВЫХ}}$ , что затрудняет его согласование с нагрузкой и источником возбуждения. Диод в схеме может быть заземлен, что упрощает его охлаждение, поэтому схема применяется в мощных умножителях частоты при  $n = 2 \dots 3$ .

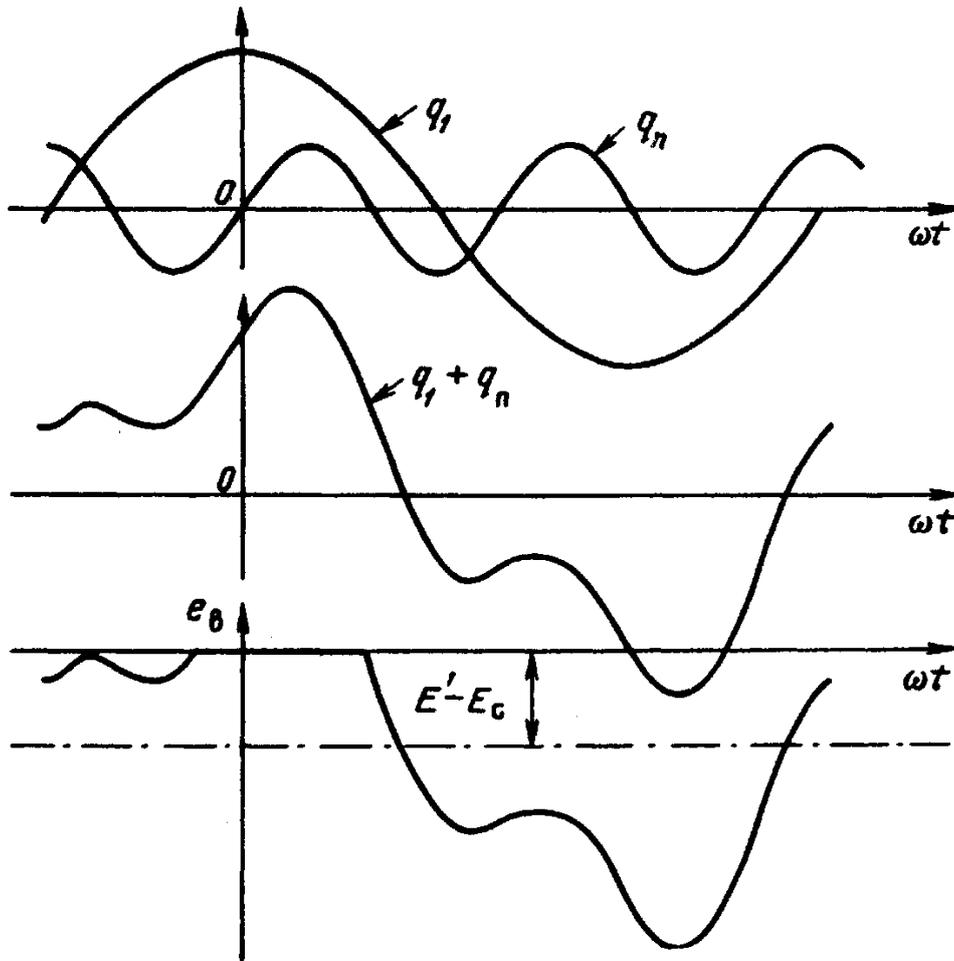


Рисунок 7.6 – Эпюры зарядов на варикапе в утроителе частоты

В последовательной схеме сопротивления  $R_{ВХ}$  и  $R_{ВЫХ}$  высоки, что является преимуществом. С ростом номера гармоники  $n$  величина  $K_{П}$  падает в меньшей степени, чем в умножителе частоты по параллельной схеме. Основное применение такой схемы – в диапазоне СВЧ при большом  $n$ , поэтому такая схема варикапного умножителя частоты находит наиболее широкое применение в современных радиосистемах.

Существуют различные варианты построения варикапных умножителей частоты.

Утроитель частоты (рисунок 7.7, а) имеет фильтр  $L2, C3$  для устранения возникновений второй гармоники и фильтры  $L1, C1$  и  $L3, C4$  для выделения соответственно первой и третьей гармоник. Резистор  $R1$  служит для обеспечения автоматического смещения на варикапе. Можно показать, что применение в варикапном умножителе частоты автоматического смещения улучшает его энергетические показатели: *выходную мощность и КПД*. Применение емкостных делителей  $C1, C2$  и  $C4, C5$  на входе и выходе умножителя частоты позволяет согласовать входное и выходное сопротивления умножителя частоты с нагрузкой и источником возбуждения.

Для увеличения мощности удвоителя частоты применяют мостовые схемы включения варикапов (рисунок 7.7, б).

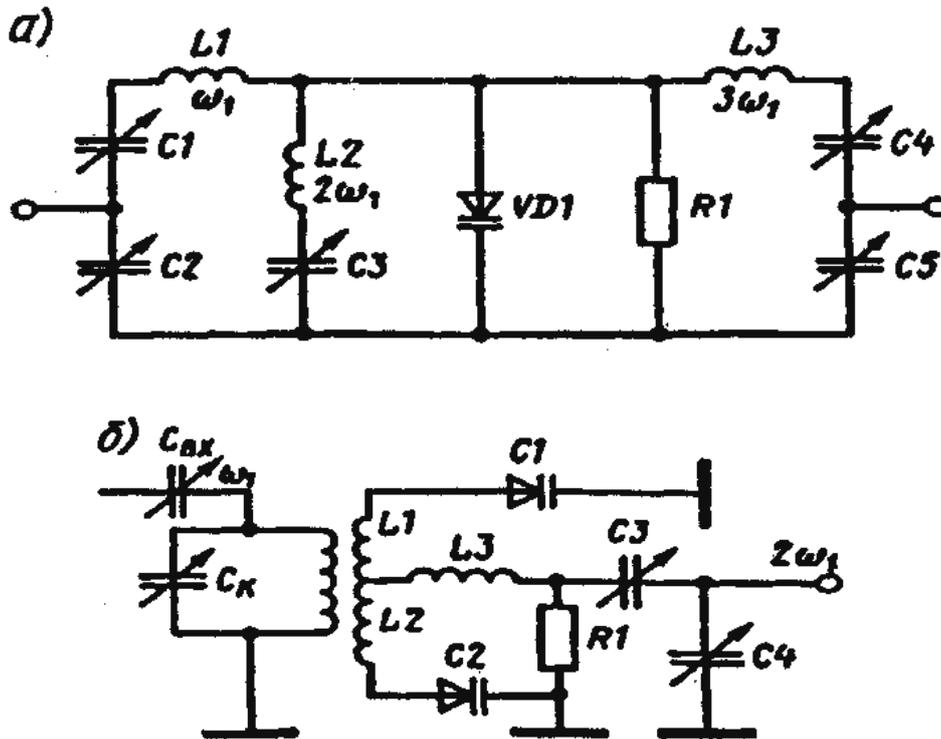


Рисунок 7.7 – Эквивалентные схемы варикапных утроителя (а) и удвоителя (б) частоты

Сигнал основной частоты  $\omega_1$  подводится к плечам моста  $L1$  и  $L2$ , а сигнал удвоенной частоты  $2\omega_1$  снимается с его диагонали. Для этого цепи, состоящие из  $L1$ ,  $C1$  (емкость варикапа) и из  $L2$ ,  $C2$ , настраиваются в резонанс с частотой  $\omega_1$ ; цепи, состоящие из  $L1$ ,  $C1$ ,  $L3$ ,  $C3$ ,  $C4$  и  $L2$ ,  $C2$ ,  $L3$ ,  $C3$ ,  $C4$ , настраиваются в резонанс с частотой  $2\omega_1$ , т.е. цепи  $L1$ ,  $C1$  и  $L2$ ,  $C2$  играют роль фильтров, устраняющих с выхода умножителя частоты первую гармонику, а остальные перечисленные цепи играют роль фильтров, выделяющих рабочую вторую гармонику.

При повышении номера выделяемой гармоники КПД умножителя частоты резко падает, поэтому для сохранения достаточно высокого КПД при больших значениях  $n$  применяют каскадные включения умножителей частоты.

В диапазоне сверхвысоких частот при частоте более 200...500 МГц в умножителях используют коаксиальные и волноводные резонаторы. При этом в конструктивном отношении наиболее удачным является применение полосковых линий.

## 8 ВОЗБУДИТЕЛИ КОЛЕБАНИЙ РАДИОПЕРЕДАТЧИКОВ [1 - 3]

### 8.1 Автогенераторы

Как отмечалось, возбудитель колебаний представляет собой синтезатор частоты, в составе которого имеется некоторый автогенератор и в нем вырабатываются первичные гармонические колебания. Поэтому рассмотрение вопроса начнем с автогенераторов.

**Понятие об отрицательном сопротивлении.** Пусть имеется колебательный контур, в который введено нелинейное сопротивление  $R$  (рисунок 8.1), а сам контур содержит емкость  $C$ , индуктивность  $L$  и имеет активное сопротивление потерь  $r$ . В соответствии с законами Кирхгофа можем записать для рассматриваемой цепи уравнение:

$$L \frac{dI}{dt} + U_R + rI + \frac{1}{C} \int Idt = 0.$$

где  $I$  – сила тока;  $U_R$  – падение напряжения на нелинейном сопротивлении.

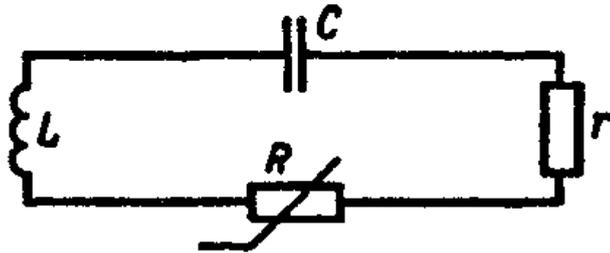


Рисунок 8.1 – Колебательный контур с нелинейным сопротивлением

Продифференцируем выражение по времени и получим нелинейное дифференциальное уравнение относительно тока:

$$\frac{d^2 I}{dt^2} + \frac{dU_R}{dt} \frac{dI}{dt} + r \frac{dI}{dt} + \frac{I}{C} = 0.$$

Обозначив  $\frac{dU_R}{dI} = R(I)$ ;  $\frac{1}{LC} = \omega_0^2$ , получим:

$$\frac{d^2 I}{dt^2} + \left( \frac{R(I) + r}{L} \right) \frac{dI}{dt} + \omega_0^2 I = 0.$$

Введем обозначение  $\frac{R(I) + r}{L} = 2\alpha_3$  и тогда:

$$\frac{d^2 I}{dr^2} + 2\alpha_{\Sigma} \frac{dI}{dt} + \omega^2 I = 0.$$

Пусть  $\alpha_{\Sigma} = \text{const}$ , тогда получим решение уравнения в виде:

$$I = I_0 e^{-\alpha_{\Sigma} t} \sin(\omega t + \varphi_0),$$

где  $I_0$  – начальное значение амплитуды колебаний, т.е.  $I = I_0$  при  $t = 0$ ;  $\varphi_0$  – начальная фаза колебаний;  $\omega^2 = \omega_0^2 - \alpha_{\Sigma}^2$ .

Получили гармоническое колебание, характер изменения которого существенно зависит от значения и знака коэффициента  $\alpha_{\Sigma}$ , называемого *коэффициентом затухания*. Если  $\alpha_{\Sigma}$  больше нуля, то приведенное выше выражение представляет собой запись затухающего колебательного процесса. Если  $\alpha_{\Sigma}$  – отрицательная величина, амплитуда колебаний в контуре с течением времени увеличивается по экспоненциальному закону, и колебания не затухают, а нарастают до установления стационарного режима:

$$I(t) = I_0 e^{|\alpha_{\Sigma}| t} \sin(\omega t + \varphi_0).$$

Условие  $\alpha_{\Sigma} < 0$  выполняется тогда, когда  $(r + R) < 0$ , т.е. когда контур содержит элемент с отрицательным сопротивлением, абсолютное значение которого удовлетворяет условию  $|R| > r$ . Реально ни один линейный элемент не обладает отрицательным активным сопротивлением. Нелинейные элементы при определенных условиях могут иметь отрицательное дифференциальное сопротивление.

Следовательно, для получения автоколебаний необходимо в колебательную систему ввести нелинейный элемент с отрицательным дифференциальным сопротивлением. Это может быть реализовано с помощью четырехполюсника, охваченного положительной обратной связью, который по отношению ко внешней цепи может выполнять роль эквивалентного отрицательного сопротивления. Возможен другой вариант получения эквивалентного отрицательного сопротивления. Например, используя активные элементы, у которых на вольт-амперных характеристиках имеется падающий участок, т.е. приращению напряжения, откладываемому по оси абсцисс, соответствует уменьшение тока, откладываемого по оси ординат.

**Условие баланса фаз и баланса амплитуд в автогенераторе.** Автогенераторы различных типов могут быть представлены в виде единой эквивалентной схемы (рисунок 8.2).

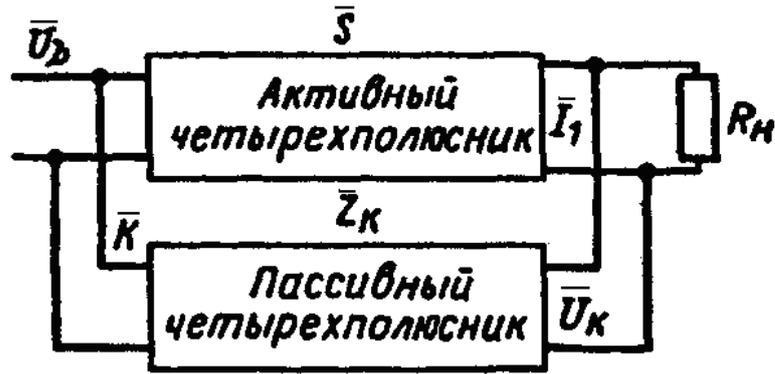


Рисунок 8.2 – Эквивалентная схема автогенератора

На рисунке 8.2 знаки над буквами означают комплексные величины:

- $\bar{U}_b$  – напряжение на входе четырехполюсника;
- $\bar{U}_k$  – падение напряжения на пассивном четырехполюснике;
- $\bar{S}$  – крутизна характеристики активного элемента;
- $\bar{I}_1$  – сила тока первой гармоники на выходе активного четырехполюсника;
- $R_H$  – сопротивление нагрузки;
- $\bar{K}$  – коэффициент обратной связи;
- $\bar{Z}_k$  – эквивалентное сопротивление пассивного четырехполюсника.

Ток первой гармоники на выходе активного четырехполюсника:

$$\bar{I}_1 = \bar{S}\bar{U}_b,$$

проходя через пассивный четырехполюсник, создает на нем падение напряжения:

$$\bar{U}_k = \bar{Z}_k\bar{I}_1.$$

Напряжение  $\bar{U}_k$  преобразуется в пассивном четырехполюснике с коэффициентом передачи  $\bar{K}$  в напряжение, подаваемое на выход активного четырехполюсника  $\bar{U}_b$ , т.е.  $\bar{U}_b = \bar{K}\bar{U}_k$ .

Объединив приведенные формулы, получим:

$$\bar{U}_b = \bar{K}\bar{Z}_k\bar{I}_1$$

или

$$\bar{U}_b = \bar{K}\bar{Z}_k\bar{S}\bar{U}_b.$$

Отсюда:

$$\bar{U}_b(1 - \bar{K}\bar{Z}_k\bar{S}) = 0.$$

Так как  $\bar{U}_b$  не может быть равно нулю, имеем:

$$\bar{K}\bar{Z}_k\bar{S} = 1.$$

Представляя комплексные величины в виде показательных функций:

$$\bar{S} = Se^{j\varphi_S}; \quad \bar{K} = Ke^{j\varphi_K}; \quad \bar{Z}_k = Ze^{j\varphi_Z},$$

где  $S$ ,  $K$ ,  $Z_k$  – модули комплексных величин;  $\varphi_S$  – фаза средней крутизны активного четырехполюсника;  $\varphi_K$  – фаза коэффициента обратной связи;  $\varphi_Z$  – фаза эквивалентного сопротивления пассивного четырехполюсника;  $j$  – мнимая единица, получаем уравнения:

$$SKZ_k = 1; \quad \varphi_S + \varphi_K + \varphi_Z = 2\pi n,$$

где  $n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$ .

Первое уравнение называется *балансом амплитуд*, а второе – *уравнением баланса фаз*. Данные уравнения справедливы для любого автогенератора и являются необходимыми и достаточными условиями генерации автоколебаний.

Соответственно условие самовозбуждения может быть записано в виде:

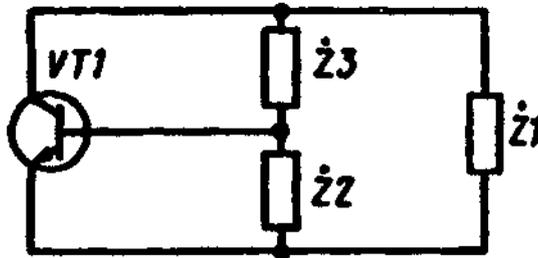
$$S_0 K Z_k > 1,$$

где  $S_0$  – начальная крутизна активного четырехполюсника.

**Обобщенная трехточечная схема автогенератора.** Если пассивный четырехполюсник на рисунке 8.2 представить в виде трех комплексных сопротивлений, то получим обобщенную трехточечную схему (рисунок 8.3), где в качестве активного четырехполюсника взят транзистор VT1. В общем случае сопротивления  $\bar{Z}_1$ ,  $\bar{Z}_2$ ,  $\bar{Z}_3$  могут быть представлены в виде:

$$\bar{Z}_1 = r_1 + jX_1; \quad \bar{Z}_2 = r_2 + jX_2; \quad \bar{Z}_3 = r_3 + jX_3,$$

где  $r_1 \dots r_3$  – активные составляющие комплексных сопротивлений  $\bar{Z}_1 \dots \bar{Z}_3$ , а  $X_1 \dots X_3$  – реактивные составляющие.



**Рисунок 8.3 – Обобщенная трехточечная схема автогенератора**

Полагая, что в колебательных системах малые потери, можем принять:

$$\bar{Z}_1 \cong jX_1; \quad \bar{Z}_2 \cong jX_2; \quad \bar{Z}_3 \cong jX_3.$$

Условие баланса фаз говорит о том, что для схемы на рисунке 8.3 должно выполняться условие:

$$jX_1 + jX_2 + jX_3 = 2\pi n; \quad n = 0, \pm 1, \pm 2, \dots,$$

т.е. сумма всех реактивностей должна быть кратна  $2\pi$  или, в простейшем случае, равна нулю. Это соответствует отсутствию фазового сдвига.

Из необходимости обеспечения положительной обратной связи вытекает, что  $\bar{K} < 0$ , поэтому:

$$\bar{K} = \frac{\bar{U}_b}{\bar{U}_k} = \frac{\bar{Z}_2}{\bar{Z}_2 + \bar{Z}_3} = \frac{jX_2}{jX_2 + jX_3} = \frac{X_2}{-X_1} < 0$$

и получаем второе условие автогенерации:

$$\frac{X_2}{X_1} > 0 \text{ или } X_2 X_1 > 0.$$

Следовательно, реактивные элементы  $X_1$  и  $X_2$  должны иметь одинаковые знаки, т.е. в качестве реактивных элементов  $X_1$  и  $X_2$  должны быть использованы либо две емкости, либо две индуктивности.

Из условия баланса фаз получаем, что если  $X_1$  и  $X_2$  имеют одинаковые знаки,  $X_3$  должен иметь противоположный знак:

$$X_1 X_3 < 0; \quad X_2 X_3 < 0.$$

Кроме того, чтобы получилась колебательная цепь на рисунке 8.3, необходимо выполнение условия  $|X_3| > |X_2|$ .

В итоге можно сформулировать пять условий возникновения колебаний в обобщенной трехточечной схеме:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0; \quad X_2 X_1 > 0; \quad X_2 X_3 < 0; \quad X_1 X_3 < 0; \quad |X_3| > |X_2|.$$

Если все три реактивности  $X_1 \dots X_3$  являются конкретными реактивными элементами (емкостями и индуктивностями), такой автогенератор называется *одноконтурным*. Пример его реализации дан на рисунке 8.4, где в качестве элемента  $\bar{Z}_1$  использован конденсатор  $C4$ , в качестве элемента  $\bar{Z}_2$  – конденсатор  $C3$ , элемента  $\bar{Z}_3$  – индуктивность  $L3$ . Такой автогенератор называется *автогенератором с емкостной обратной связью*, либо *емкостной трехточечной схемой*.

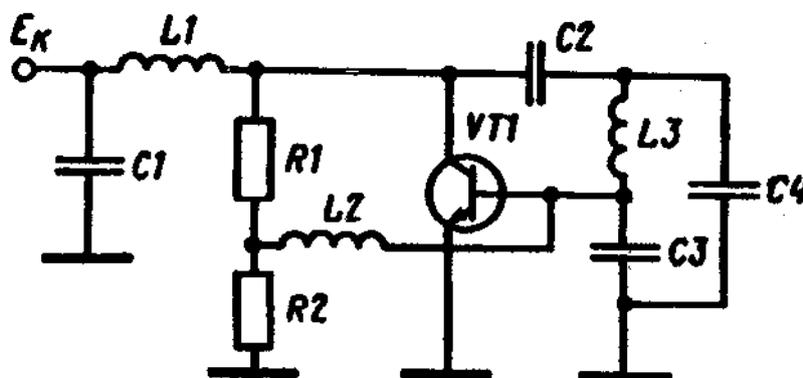


Рисунок 8.4 – Автогенератор с емкостной обратной связью

Если два из трех реактивных элементов  $X_1 \dots X_3$  представляют собой самостоятельные колебательные системы, такие автогенераторы называются *двухконтурными*. Рассмотрим условия самовозбуждения таких автогенераторов.

**Двухконтурные автогенераторы.** В двухконтурном автогенераторе обычно один колебательный контур используется для создания условий самовозбуждения и обеспечивает стабильность колебаний, а второй – для выделения полезной мощности и связи с последующими каскадами. Система двух связанных контуров в этом случае (рисунок 8.5) обладает двумя собственными частотами. Роль третьего элемента связи  $C3$  здесь выполняет емкость  $p$ - $n$ -перехода.

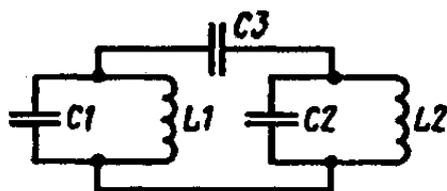


Рисунок 8.5 – Система двух связанных контуров

Под общим электродом двухконтурной схемы автогенератора понимают такой электрод, который связан кондуктивно (непосредственно) с обоими контурами. На рисунке 8.6, *а* общим электродом является эмиттер, а сами контуры называются базовым и коллекторным (на рисунке обозначены *Б* и *К*). Аналогично на других рисунках обозначены контуры: рисунок 8.6, *б* – *Б* и *Э*, рисунок 8.6, *в* – *К* и *Э* (эмиттерный).

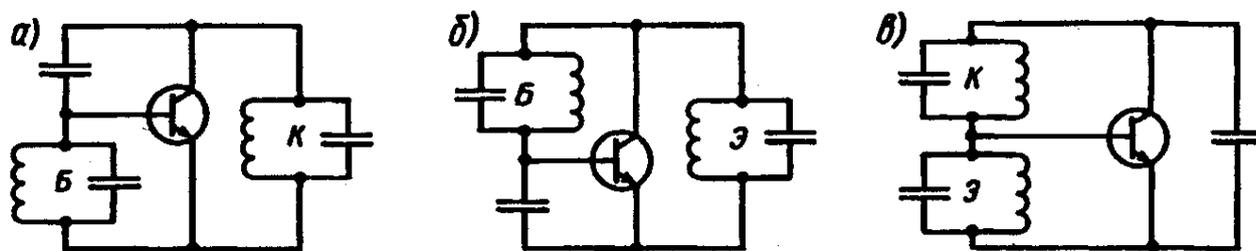


Рисунок 8.6 – Эквивалентные схемы двухконтурных генераторов

В связанной системе контуров, показанной на рисунке 8.5, одна собственная частота системы  $\omega_I$  всегда меньше наименьшей из собственных частот отдельно взятых контуров  $\omega_1$  и  $\omega_2$ , т.е.

$$\omega_I < \omega_1; \quad \omega_I < \omega_2.$$

Вторая собственная частота системы  $\omega_{II}$  лежит между собственными частотами контуров:

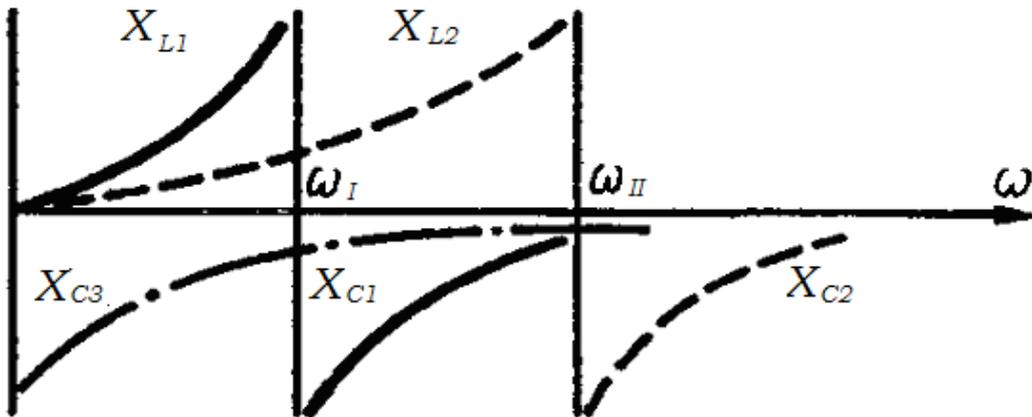
$$\omega_1 < \omega_{II} < \omega_2.$$

Если  $\omega_1 \ll \omega_2$ , то можно принять:

$$\omega_I = \omega_1; \quad \omega_{II} = \omega_2.$$

Проанализируем, при каких условиях произойдет возбуждение двухконтурной схемы.

В соответствии с обобщенной трехточечной схемой колебательные контуры на рисунке 8.6, *а* будут обозначаться как  $Z_1$  и  $Z_2$ , поэтому знак реактивностей этих контуров должен быть одинаковым и они должны носить индуктивный характер. Для оценки возможности возникновения автоколебаний в данной схеме воспользуемся диаграммой зависимостей реактивных сопротивлений элементов, составляющих двухсвязную систему (см. рисунок 8.5). Такая диаграмма приведена на рисунке 8.7, где сплошными линиями показаны реактивности  $X$ , относящихся к контуру  $L_1, C_1$ , штриховыми – к контуру  $L_2, C_2$ , штрихпунктирной – к емкости  $C_3$ .



**Рисунок 8.7 – Зависимость реактивных сопротивлений от частоты**

Из рисунка 8.7 можно видеть, что для двухсвязной системы контуров условия двух индуктивных реакций контуров выполняются в области частот от 0 до  $\omega_1$ , т.е. условия самовозбуждения выполняются для  $\omega_1$  и, следовательно, частота колебаний будет  $\omega_1$ . При этом не важно, у какого контура будет собственная частота  $\omega_l$ . Если более низкая частота  $\omega_1$  у коллекторного контура, то возбуждается коллекторный контур, а если более низкая частота  $\omega_1$  у базового – базовый. Следовательно, в схеме рисунке 8.6, а могут возбудиться как коллекторный, так и базовый контур, но не может возбудиться более высокая частота  $\omega_2$ .

На рисунке 8.6, б в соответствии с обобщенной трехточечной схемой реакция контуров должна быть противоположной, т.е. эмиттерный контур должен иметь емкостную реакцию, а базовый – индуктивную. Если в базовом контуре частота более высокая, т.е.  $\omega_2$ , а в эмиттерном более низкая, т.е.  $\omega_1$ , то в соответствии с рисунком 8.7 индуктивная реакция базового контура совпадает с емкостной реакцией эмиттерного контура в области частот от  $\omega_1$  до  $\omega_2$ , т.е. возбуждается более высокая частота  $\omega_2$  в базовом контуре. Если в базовом контуре будет более низкая частота  $\omega_1$ , а в эмиттерном – более высокая  $\omega_2$ , то на оси частот нет точки, где индуктивная реакция базового контура совпадает с емкостной реакцией эмиттерного контура, т.е. в этом случае двухконтурный автогенератор не может возбудиться и генерации колебаний не будет.

Аналогичные выводы можно получить и для схемы на рисунке 8.6, в.

Таким образом, в результате анализа можно сформулировать следующие выводы:

- ни при каких условиях колебания не возбуждаются в эмиттерном контуре;
- при сочетании эмиттерного контура с базовым или коллекторным может возбудиться только более высокая частота  $\omega_2$ , причем она должна быть собственной частотой либо базового, либо коллекторного контура;

- при сочетании базового и коллекторного контуров возбуждается более низкая частота, причем в том контуре, у которого собственная частота равна  $\omega_1$ ;

- для всех трех схем двухконтурных автогенераторов можно установить общее правило – для выполнения условий баланса фаз на частоте автоколебаний эмиттерный контур должен иметь емкостную реакцию, а базовый и коллекторный – индуктивную.

**Стабильность частоты автоколебаний.** Изменение амплитуды колебаний в автогенераторе мало влияет на сдвиги фаз в цепях автогенератора, поэтому частота колебаний определяется только балансом фаз, который запишем в виде:

$$\varphi_S + \varphi_K + \varphi_Z = 0.$$

Если баланс фаз нарушается, то можем записать:

$$\varphi_\Sigma(\omega) = \Delta\varphi,$$

где  $\varphi_\Sigma = \varphi_S + \varphi_K + \varphi_Z$ ;  $\Delta\varphi$  – некоторая малая величина, показывающая степень нарушения баланса фаз.

Нарушение баланса фаз изменяет частоту так, что на новой частоте  $\omega + \Delta\omega$  баланс фаз восстанавливается. Соответственно:

$$\varphi_\Sigma(\omega + \Delta\omega) = 0.$$

Раскладывая это выражение в ряд, и пренебрегая членами высокого порядка, получим

$$\varphi_\Sigma + \Delta\omega \frac{d\varphi_\Sigma}{d\omega} = 0,$$

или

$$\Delta\omega \frac{d\varphi_\Sigma}{d\omega} = -\Delta\varphi$$

и окончательно

$$\frac{\Delta\omega}{\omega} = \frac{-\Delta\varphi}{(\omega d\varphi_\Sigma)/d\omega}.$$

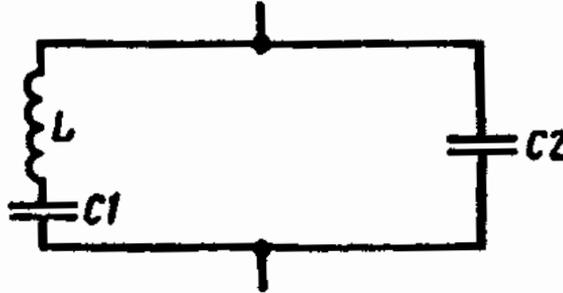
Полученное уравнение определяет относительную нестабильность автогенератора. Как следует из уравнения, знаменатель правой части не зависит от факторов, определяющих условия самовозбуждения, а является величиной, характеризующей сам автогенератор. Эту величину называют *фиксирующей способностью автогенератора*  $K_\Phi$ :

$$K_\Phi = \omega \frac{d\varphi_\Sigma}{d\omega}.$$

Чем больше  $K_\Phi$ , тем меньше изменяется частота колебаний при нарушении баланса фаз, т.е. тем выше стабильность частоты автогенератора. Фиксирующая способность автогенератора, прежде всего, определяется фиксирующей способностью колебательной системы. Если, например, рассматривается колебательная система в виде контура, показанного на рисунке 8.8, то для этого контура суммарная фаза определяется соотношением:

$$\operatorname{tg} \varphi_{\Sigma} = \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C_1} - \frac{1}{\omega C_2}}{R},$$

где  $C_1, C_2$  – емкости конденсаторов  $C1$  и  $C2$ ;  $R$  – активное сопротивление контура.



**Рисунок 8.8 – Колебательная система для автогенератора с емкостной обратной связью**

Продифференцируем это выражение по  $\omega$ :

$$\frac{1}{\cos^2 \varphi_{\Sigma}} \frac{d\varphi_{\Sigma}}{d\omega} = \frac{L + \frac{1}{\omega^2 C_1} + \frac{1}{\omega^2 C_2}}{R}.$$

Отсюда фиксирующая способность контура:

$$K_{\Phi} = \omega \frac{d\varphi_{\Sigma}}{d\omega} = \frac{\omega L + \frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2}}{R} \cos^2 \varphi_{\Sigma}.$$

Полагая, что контур работает вблизи резонансной частоты, т.е.  $\omega \cong \omega_0$ , и, принимая  $\cos^2 \varphi_{\Sigma} \cong 1$ , получим ( $Q = \sqrt{L/C} / R = \omega L / R = R / \omega C$ ):

$$K_{\Phi} = 2Q,$$

где  $Q$  – добротность контура.

Аналогичный результат можно получить для любой произвольной колебательной системы.

**Возможные причины появления ухода суммарной фазы  $\varphi_{\Sigma}$** , т.е. причины возникновения  $\Delta\varphi_{\Sigma} = \Delta\varphi_S + \Delta\varphi_K + \Delta\varphi_Z$ .

**Фаза средней крутизны  $\Delta\varphi_S$**  представляет собой сдвиг фаз между напряжением на входе активного элемента (транзистора) и его выходным током. Этот сдвиг фаз определяется, прежде всего, временем движения носителей в транзисторе. Заметное значение угол  $\varphi_S$  приобретает из-за конечности времени движения носителей только на высоких частотах, поэтому целесообразно автогенератор использовать на пониженных частотах. Чем ниже частота генерации, тем меньше влияет  $\varphi_S$  на стабильность частоты автогенератора.

**Фаза коэффициента обратной связи**  $\varphi_K$  в основном определяется сопротивлением между базой и эмиттером транзистора. Для повышения стабильности частоты автогенератора эта величина должна быть возможно большей, т.е. должен быть обеспечен режим работы транзистора с малыми входными токами. Для этого автогенератор работает с пониженным напряжением, т.е. является маломощным устройством.

Если выполнить сформулированные условия, то стабильность частоты автогенератора будет определяться только фазой нагрузки  $\varphi_Z$ , т.е. *зависеть от параметров колебательной системы, которые могут изменяться под воздействием различных факторов, называемых дестабилизирующими.*

**Дестабилизирующие факторы и борьба с ними.** Все дестабилизирующие факторы можно разделить на две группы: *внутренние* и *внешние*.

*К внутренним факторам* относятся собственные флуктуационные шумы, действующие в автогенераторе и являющиеся принципиально неустранимыми. Эти шумы определяют тот предел стабильности частоты автогенератора, который не может быть превзойден.

*К внешним факторам* относятся колебания температуры окружающей среды, случайные колебания напряжения источников питания, вибрации и т.д. Эти факторы могут быть принципиально устранены или реально сведены к минимуму.

**Влияние механических деформаций деталей автогенератора** является одним из существенных дестабилизирующих факторов. Вибрации или ударные воздействия могут привести к значительным периодическим или скачкообразным изменениям частоты, далеко выходящим за допустимые границы. Для уменьшения влияния механических воздействий применяют катушки индуктивности с керамическими каркасами, керамические конденсаторы, печатный монтаж. Каркас возбuditеля делают литым и устанавливают на амортизаторы. При этом часто весь монтаж заливают компаундом или другим аналогичным материалом.

Изменение температуры окружающей среды и температуры внутри возбuditеля резко меняет частоту колебаний. Выделение теплоты при генерации определяет процесс установления частоты. *Этот процесс называют выбегом частоты.*

**Влияние изменения температуры ( $T$ )** на индуктивность и емкость колебательного контура количественно оценивают при помощи температурных коэффициентов индуктивности  $\alpha_L$  и емкости  $\alpha_C$ . Эти коэффициенты определяются как относительные изменения соответствующих параметров при изменении температуры на  $1^\circ\text{C}$  относительно нормальных условий:

$$\alpha_L = \frac{\Delta L}{L \Delta T}; \quad \alpha_C = \frac{\Delta C}{C \Delta T}.$$

Изменение частоты характеризуется температурным коэффициентом частоты:

$$\beta_f = \frac{\Delta f}{f \Delta T}.$$

Нетрудно показать, что:

$$\beta_f = -0.5(\alpha_L + \alpha_C).$$

Изменение температуры вызывает изменение как размеров деталей, так и диэлектрической проницаемости изолирующих материалов, что ведет к изменению частоты автоколебаний. Поэтому в качестве диэлектрика целесообразно применять керамические материалы и плавный кварц, обладающие малым температурным коэффициентом расширения и малой зависимостью диэлектрической проницаемости от температуры. Для уменьшения влияния температурных воздействий применяют термостатирование и герметизацию возбуждителя.

Все сказанное о температурных воздействиях справедливо и применительно к атмосферному влиянию (влажности, атмосферному давлению) на автогенератор с теми же средствами борьбы с этим влиянием.

**Изменение питающих напряжений** вызывает изменение емкостей *p-n*-перехода транзистора, что приводит к изменению частоты. При этом основным фактором является изменение режима работы транзистора, т.е. его теплового режима (меняется значение тепловой рассеиваемой мощности), что вызывает колебания температуры в автогенераторе и косвенно влияет на генерируемую частоту. Необходима высокая степень стабилизации источника питания.

*К дестабилизирующим факторам относится влияние последующих каскадов*, которое обусловлено перестройкой их колебательных систем. При непосредственной связи между контурами автогенератора и усилителя частота изменяется в соответствии с вносимым сопротивлением, как в связанной системе со слабой связью. Поэтому между автогенератором и усилителем ставят буферный каскад с малыми токами базы, в качестве которого применяют эмиттерные повторители.

Кроме того, тщательно экранируют контур возбуждителя (для устранения «наводок») и уменьшают связи через общие источники питания, часто применяя отдельный источник питания (стабилизированный) для автогенератора.

При воздействии всех дестабилизирующих факторов и принятии всех мер по устранению их влияния общая нестабильность частоты в автогенераторах с колебательным контуром составляет значение порядка  $(5 \dots 10) \cdot 10^{-5}$ . Однако это ниже допустимых норм.

Следовательно, электрические колебательные системы не могут обеспечить заданную степень стабильности частоты, поэтому нужно применять другие виды колебательных систем, например механические.

Сказанное не означает, что генераторы с электрическими колебательными системами не находят применения. Основным достоинством таких автогенераторов является возможность плавного перекрытия довольно большо-

го диапазона частот, поэтому их применяют в сочетании с автогенераторами других типов для построения синтезаторов частоты.

## 8.2 Кварцевый автогенератор

Допустим, что из кристалла кварца вырезана пластина так, что ее толщина  $d$  направлена по оси  $Y$ , длина  $l$  по оси  $X$ , а ширина  $b$  по оси  $Z$  (рисунок 8.9).

Если пластину сжать или растянуть вдоль ее толщины, направленной по оси  $Y$ , то на гранях появятся заряды, что объясняется явлением *прямого пьезоэффекта*. *Обратный пьезоэффект* характеризуется появлением деформации, если кристалл находится под воздействием электрического поля. Из кристалла кварца вырезают пластины в виде прямоугольных параллелепипедов. Для включения в схему большие грани пластины покрывают тонкими слоями металла, используемыми в качестве электродов. Кварцевая пластина вместе с электродами составляет *кварцевый резонатор*.

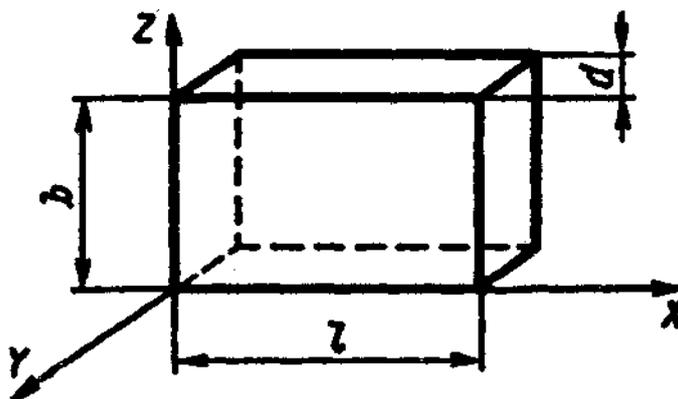


Рисунок 8.9 – Кварцевая пластина

Если к электродам приложить переменное электрическое поле, то в соответствии с обратным пьезоэффектом в пластине возникнут механические колебания, интенсивность которых будет наибольшей при частоте напряжения, равной или близкой к собственной частоте механических колебаний пластины. По прямому пьезоэффекту под влиянием механических деформаций на гранях пластины  $XZ$  возникают переменные электрические заряды, т.е. через пластину начинает протекать переменный ток (пьезоток).

Отношение приложенного напряжения  $\dot{U}$  пьезотoku  $\dot{I}$  определяет кажущееся комплексное сопротивление  $\dot{Z}_q$  колеблющейся кварцевой пластины. Анализ уравнения колебаний пластины позволяет установить электрический аналог для ее сопротивления:

$$\dot{Z}_q = r_q + \left( \omega L_q - \frac{1}{\omega C_q} \right),$$

где  $r_q$  – эквивалентное активное сопротивление пьезоэлемента, учитывающее поглощение энергии в кварце и держателе;  $L_q$  – эквивалентная индуктивность, отражающая инерционные свойства (массу) элемента;  $C_q$  – эквивалентная емкость, отражающая упругие свойства.

Электрический аналог кварцевой пластины с держателем показан на рисунке 8.10, *a*, где  $C_0$  – емкость кварцедержателя.

В типовых кварцевых резонаторах значения  $L$  составляют единицы генри (Гн),  $C$  – десятые или сотые доли пикофарад (пФ),  $r_q$  – единицы Ома (Ом). Поэтому добротность кварцевых резонаторов составляет от сотен тысяч до нескольких миллионов, что обеспечивает их высокую фиксирующую способность. При этом изменения баланса фаз, если они не ведут к срыву автоколебаний, слабо влияют на частоту генерации.

Кварцевый генератор, т.е. автогенератор, в составе которого используют кварцевый резонатор, как и любой другой автогенератор, испытывает воздействие дестабилизирующих факторов. Меры борьбы здесь такие же, т.е. термостатирование и герметизация.

Стабильность частоты колебаний кварцевого резонатора может ухудшаться из-за эффекта «старения» кварца, заключающегося в том, что со временем резонатор ухудшает свои стабилизирующие свойства. В большей степени эффект «старения» кварца сказывается тогда, когда на резонатор действует повышенное напряжение, поэтому следует стремиться к тому, чтобы кварцевый резонатор работал в условиях пониженных напряжений.

Характеристика эквивалентного сопротивления колебательного контура, изображенного на рисунке 8.10, *a*, имеет вид, представленный на рисунке

8.10, *б*. При частоте  $f_1 = \frac{\omega_1}{2\pi}$  говорят, что кварцевый резонатор работает на ча-

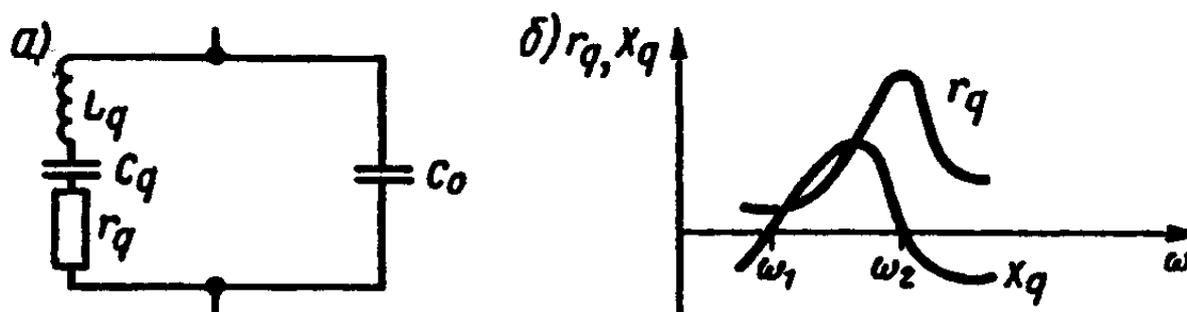
стоте последовательного резонанса, а при частоте  $f_2 = \frac{\omega_2}{2\pi}$  – на частоте парал-

лельного резонанса. Частоты  $f_1$  и  $f_2$  можно определить по формулам:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q C_q}}; \quad f_2 = \frac{1}{2\pi\sqrt{\frac{L_q C_q C_0}{C_q + C_0}}}.$$

При этом кварцевый резонатор может работать только на участке частот от  $f_1$  до  $f_2$ , так как здесь эквивалентное реактивное сопротивление кварцевого резонатора имеет индуктивный характер и область генерируемых частот очень узкая. В этом случае колебания возникают в автогенераторе либо на частоте, близкой к собственной частоте кварцевого резонатора, либо не возникают совсем. В схемах, где контур, эквивалентный кварцевому резонатору, имеет емкостную реакцию, могут возникнуть колебания на частоте, да-

лекой от собственной частоты резонатора. При этом резонатор будет участвовать в процессе генерации как конденсатор емкостью  $C_0$ .



**Рисунок 8.10 – Эквивалентная схема (а) и характеристика эквивалентного сопротивления (б) кварцевого резонатора**

При последовательном резонансе эквивалентное сопротивление резонатора мало и носит чисто активный характер, при параллельном резонансе оно может рассматриваться как чисто реактивное, имеющее индуктивный характер.

Схемы кварцевых автогенераторов могут быть классифицированы по трем типовым случаям исходя из обобщенной трехточечной схемы.

1. Кварцевый резонатор включен непосредственно между электродами транзистора (рисунок 8.11, а). Такая схема носит наименование *осцилляторной*. Характерной особенностью осцилляторной схемы является то, что кварцевый резонатор  $Kв$  выступает в виде эквивалентного колебательного контура, имеющего результирующую индуктивную реакцию.

2. Кварцевый резонатор включен в схему как составной элемент колебательной системы (рисунок 8.11, б). Такая схема называется *кварцевым автогенератором с включением кварцевого резонатора в контур*. Кварцевый резонатор работает на частоте последовательного резонанса.

Особенностью этой схемы является то, что колебательная система состоит из элементов  $C1$ ,  $C2$ ,  $L1$  и колебания могут возникнуть без участия кварцевого резонатора. Однако в этом случае кварцевый резонатор играет роль как бы «фильтра», т.е. при совпадении частоты колебаний системы  $C1$ ,  $C2$ ,  $L1$  с собственной резонансной частотой кварцевого резонатора последний превращается в малое активное сопротивление, и цепь замыкается.

По мере повышения частоты в кварцевых автогенераторах ухудшается стабильность частоты генерации, что связано с шунтирующим действием емкости  $C_0$  кварцедержателя. Для ослабления влияния емкости  $C_0$  в схемах кварцевых автогенераторов подключают индуктивность параллельно резонатору, а значение индуктивности выбирают из условия

$$\omega^2 LC_0 = 1.$$

На рабочей частоте  $\omega$  автогенератора индуктивность  $L$  и емкость  $C_0$  образуют настроенный в резонанс параллельный колебательный контур, сопротивление которого оказывается много больше сопротивления последовательной ветви кварцевого резонатора.

3. Кварцевый резонатор включают в цепь обратной связи (рисунок 8.11, в). Здесь, как и в предыдущем случае, резонатор играет роль «фильтра», пропуская или не пропуская через себя колебания, которые могут образоваться благодаря наличию колебательной системы  $L1, C1, C2$ . Кварцевый резонатор в этом случае также работает на последовательном резонансе.

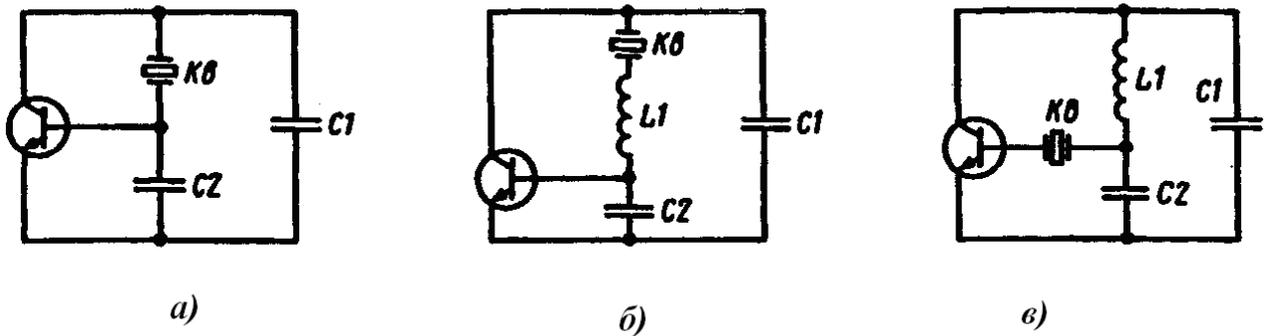


Рисунок 8.11 – Эквивалентные схемы кварцевого генератора

Пример реализации осцилляторной схемы кварцевого автогенератора показан на рисунке 8.12. Элементами трехточечной схемы являются конденсаторы  $C1$  и  $C2$ , а также кварцевый резонатор, включенный между коллектором и базой и имеющий реактивность в виде индуктивности. Цепочка  $R1, R2, R3$  обеспечивает заданный режим работы транзистора  $VT1$ , а резистор  $R4$  играет роль дросселя при параллельном коллекторном питании от источника  $E_K$ , и его сопротивление должно быть значительно больше  $X_{C1}$ :

$$X_{C1} = \frac{1}{\omega C1}.$$

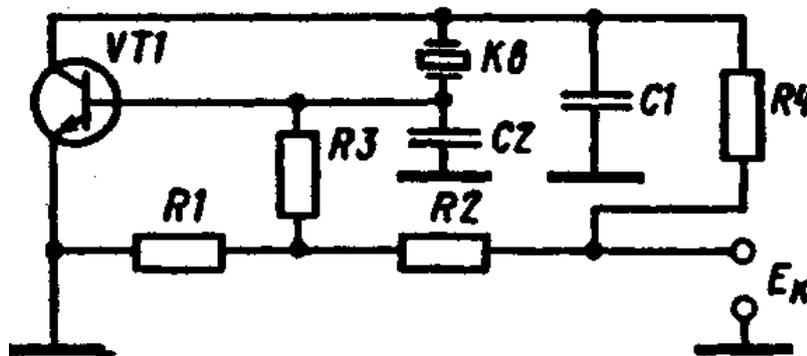


Рисунок 8.12 – Пример осцилляторного кварцевого генератора

Известно, что частота колебаний (МГц) кварцевой пластины зависит от ее толщины  $d$  (мм) следующим образом:

$$f = \frac{1.6 \dots 2.8}{d}.$$

Следовательно, по конструктивным соображениям невозможно вырезать пластину кварцевого резонатора (из-за хрупкости), работающего на частотах выше 30 МГц. Поэтому необходимо использовать возбуждение резонатора на механических гармониках. При этом нужно обеспечить такое включение кварцевого резонатора, чтобы для него выполнялись условия самовозбуждения только для выбранной гармоники и не выполнялись для всех остальных, включая основную частоту. Для этого воспользуемся условиями самовозбуждения рассмотренных двухконтурных автогенераторов (рисунок 8.13, а). Здесь контур  $C2, L1$  является эмиттерным, а кварцевый резонатор выступает в роли базового контура. Если собственная частота колебательного контура  $f_k$  ниже рабочей частоты кварцевого резонатора (например, 3-й гармоники)  $f_3$ , то на основной частоте резонатора (1-я гармоника)  $f_1$  сопротивление контура индуктивное и возбуждение невозможно по условиям самовозбуждения обобщенной трехточечной схемы (рисунок 8.13, б). В то же время при настройке контура на частоту  $f_3$  реактивность контура становится емкостной и происходит самовозбуждение. На рисунке 8.13, б показана диаграмма зависимости реактивного сопротивления параллельного колебательного контура  $C2, L1$  от частоты. На оси абсцисс указаны точки, соответствующие частотам 1-й и 3-й гармоник кварцевого резонатора. Напомним, что по условиям самовозбуждения двухконтурных автогенераторов в приведенной схеме частота кварцевого резонатора должна быть выше, чем частота колебательного контура, иначе вообще не будет генерации.

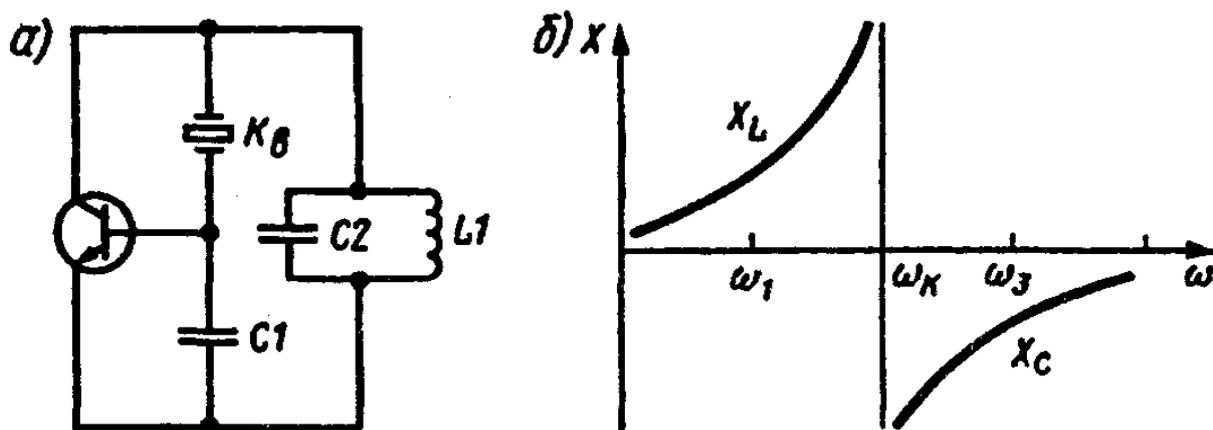


Рисунок 8.13 – Эквивалентная схема (а) и характеристика кварцевого автогенератора (б), работающего на гармониках кварцевого резонатора

Сравнивая кварцевые автогенераторы и генераторы с плавной перестройкой частоты, можно отметить, что стабильность первых много выше вторых, однако генераторы с кварцевыми резонаторами практически не перестраиваются в диапазоне частот. Так как абсолютное большинство современных радиосредств гражданской авиации (ГА) работает в заданном диапазоне

частот, необходимо обеспечить возможность перестройки радиопередатчиков по частоте при сохранении высокой стабильности. Для этой цели используют устройства, называемые синтезаторами частоты.

### 8.3 Синтезаторы частоты

**Характеристики и классификация синтезаторов.** Синтезатором частоты (СЧ) называется устройство, на выходе которого можно получить колебания любой заданной частоты из дискретного ряда в заданном диапазоне частот при соблюдении необходимых требований по стабильности вырабатываемых частот.

К основным характеристикам синтезаторов частоты относятся:

- рабочий диапазон  $f_{0 \min} \dots f_{0 \max}$ ;
- шаг дискретности частот  $\Delta f$ , т.е. разность по частоте между двумя ближайшими частотами, вырабатываемыми СЧ;
- количество вырабатываемых частот  $n = \frac{f_{0 \max} - f_{0 \min}}{\Delta f}$ ;
- относительная нестабильность частоты  $\delta f$ ;
- выходная мощность  $P$ ;
- неравномерность выходной мощности  $\Delta P$  в диапазоне частот;
- коэффициент нелинейных искажений;
- уровень шумовых составляющих на выходе СЧ;
- уровень подавления побочных излучений  $D$ .

Для того чтобы сформировать на выходе любого СЧ одну частоту из дискретного ряда, нужно сначала из колебания эталона частоты получить необходимое число колебаний так называемых опорных частот (обычно берется

10 опорных частот)  $\sum_{i=1}^n f_{0i}$ , где  $f_{0i}$  – одна из опорных частот, а затем, преобразуя соответствующим образом эти опорные частоты, синтезировать из них

нужную выходную частоту  $f_i$  из возможного набора  $\sum_{i=1}^n f_i$ .

Таким образом, любой СЧ можно представить состоящим из датчика опорных частот (ДОЧ) и устройства синтеза частот, т.е. собственно синтезатора (рисунок 8.14). ДОЧ обычно состоит из одного опорного (эталонного) кварцевого автогенератора и системы формирования опорных частот, которая, по существу, тоже является синтезатором частоты.

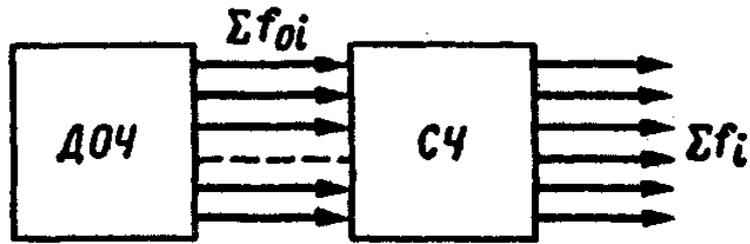


Рисунок 8.14 – Структурная схема синтезатора частоты

В любом СЧ выходная частота равна алгебраической сумме опорных частот. Основное различие в методах синтеза определяется способом фильтрации выходных колебаний от большого числа побочных (нежелательных) колебаний, которые возникают в СЧ при осуществлении различных частотных преобразований.

Если фильтрация выходных сигналов может осуществляться пассивными методами, т.е. путем применения различных фильтров, то такие синтезаторы называются *синтезаторами частоты с пассивной фильтрацией (СЧПФ)*.

Если фильтрация колебаний осуществляется активными методами, т.е. применением систем частотной и фазовой автоподстройки, в составе которых имеется автогенератор с плавной перестройкой частоты, то такие синтезаторы называются *синтезаторами частоты с активной фильтрацией (СЧАФ)*.

И тогда СЧПФ называют синтезаторами частоты прямого синтеза, а СЧАФ – синтезаторами частоты обратного синтеза.

**Датчики опорных частот.** Типовой ДОЧ можно условно разбить на три составные части: эталонный генератор частоты (ЭГ), построенный на основе кварцевого генератора; систему преобразователей опорных частот (ПОЧ); систему преобразователей частоты (ПЧ) (рисунок 8.15).

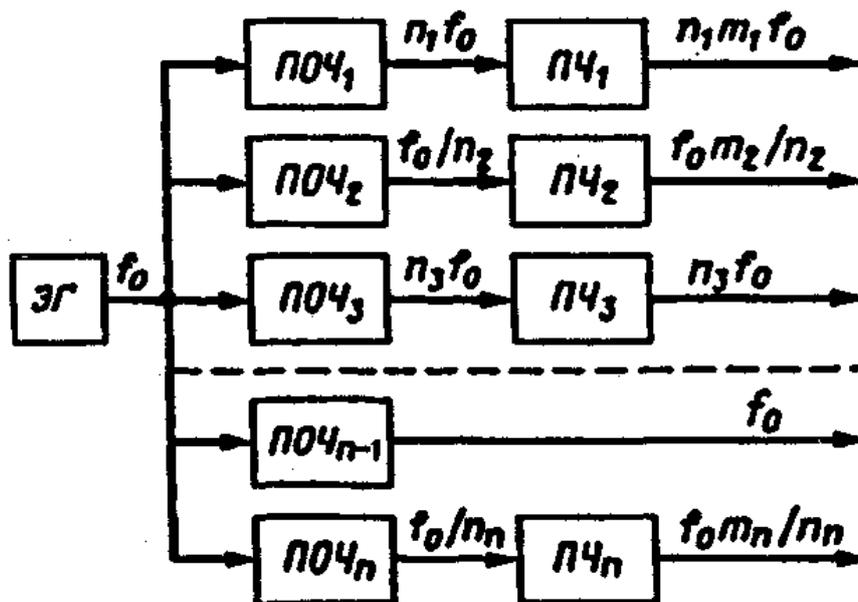


Рисунок 8.15 – Структурная схема датчика опорных частот

Система ПОЧ может состоять из усилителей, умножителей и делителей частоты, а также различных перестраиваемых фильтров. На рисунке 8.15, например, показано, что  $ПОЧ_1$  умножает частоту  $f_0$  в  $n_1$  раз, а  $ПОЧ_{n-1}$  выступает в роли усилителя и т.д. ПОЧ своими выходами либо подключаются ко входам ПЧ ( $ПОЧ_1$ ,  $ПОЧ_2$  и т.д.), либо подключаются к выходу ДОЧ непосредственно ( $ПОЧ_{n-1}$ ). В свою очередь ПЧ могут иметь в своем составе перестраиваемые фильтры и усилители, выделяя определенные гармоники из сигнала ПОЧ. Например, ПЧ<sub>1</sub> выделяет  $m_1$  гармонику, ПЧ<sub>2</sub> –  $m_2$  гармонику. Обычно ПЧ представляет собой умножитель частоты, который вырабатывает определенное число гармоник частоты, подаваемой на ПЧ от ПОЧ.

Одним из основных требований, предъявляемых к ПЧ, является равномерность мощности гармоник по диапазону. Для этого иногда в ПЧ входное синусоидальное колебание преобразуется в импульсную последовательность с определенной формой импульсов, а затем эту последовательность подают на нелинейный элемент и выделяют необходимую гармонику. В этом случае ПЧ являются формирователями импульсов.

**Синтезаторы частоты с пассивной фильтрацией.** Такие синтезаторы частоты являются наиболее простыми из возможных схем их построения. Однако в них возникают определенные сложности с обеспечением высокой степени отфильтровывания полезных частотных колебаний, поэтому эти синтезаторы применяют для получения сравнительно небольшого числа частот (до тысяч) и при невысоких требованиях к уровню подавления побочных составляющих.

В качестве одной из модификаций СЧПФ применяют декадный синтезатор частоты (рисунок 8.16).

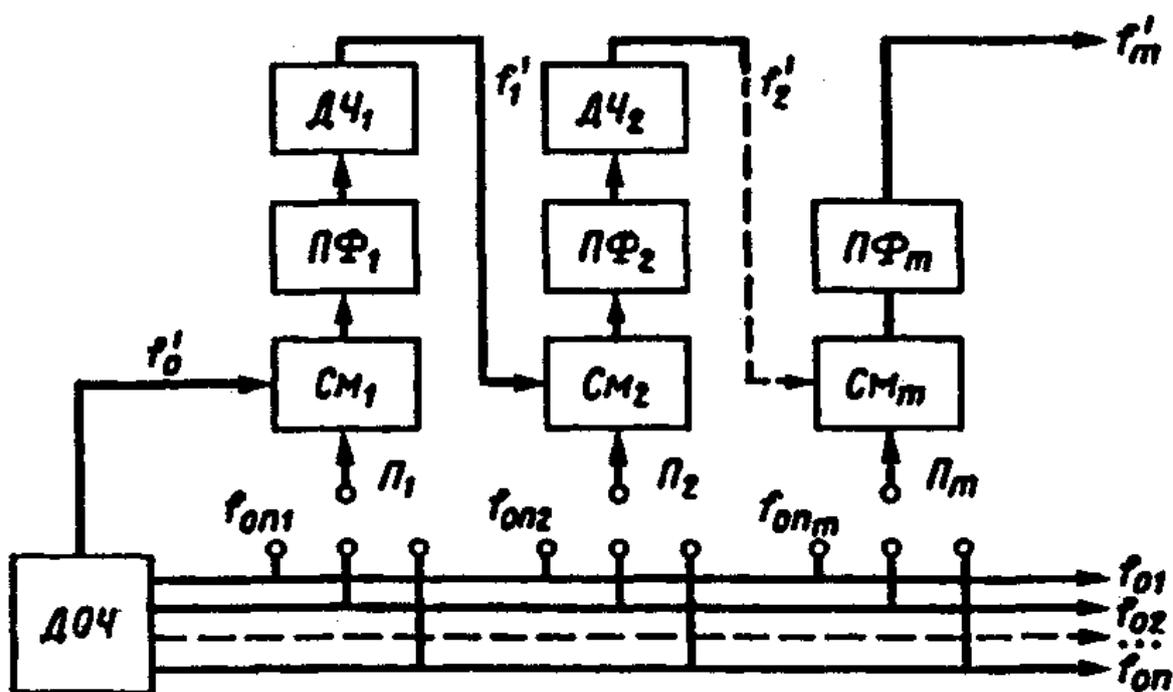


Рисунок 8.16 – Декадный синтезатор частоты

Частота  $f'_0$  подается от ДОЧ на смеситель  $СМ_1$  непосредственно и связана с опорной частотой зависимостью  $f_{01} = 9f'_0$ . ДОЧ вырабатывает набор частот:

$$\Sigma f_{0n} = f_{01} + n\Delta f,$$

где  $n = 0, 1, 2, \dots$ ;  $\Delta f$  – шаг дискретизации ДОЧ.

Соответственно на смесители опорных частот  $СМ_1, СМ_2, \dots, СМ_m$  через переключатели  $П_1, П_2, \dots, П_m$  подаются опорные частоты  $f_{опm}$ , где  $m$  – число декадных преобразователей, каждый из которых состоит из смесителя (СМ), полосового фильтра (ПФ), делителя частоты (ДЧ).

В смесителе первого декадного преобразователя одна из опорных частот  $f_{оп1}$ , смешивается с другой опорной частотой  $f'_0$ . Колебания суммы частот  $f_{оп1}$  и  $f'_0$  выделяются полосовым фильтром ПФ и поступают на делитель частоты ДЧ с коэффициентом деления 10. На выходе первого декадного преобразователя будет частота:

$$f'_1 = 0.1(f_{оп1} + f'_0) = 0.1(f_{01} + n_1\Delta f + f'_0) = 0.1(9f'_0 + f'_0 + n_1\Delta f) = f'_0 + 0.1n_1\Delta f,$$

т.е. получается сетка частот, состоящая из 10 частот с шагом в 10 раз меньшим, чем был у сетки частот, вырабатываемой ДОЧ. Полученное выражение можно представить как:

$$f'_1 = f'_0 + n_1(0.1\Delta f),$$

где  $n_1 = 0, 1, 2, \dots, 9$ , т.е. 10 частот можно получить, изменяя число  $n_1$  от 0 до 9:

$$(f'_0; f'_0 + 0.1\Delta f; f'_0 + 0.2\Delta f),$$

с шагом дискретности  $0.1\Delta f$ .

Полученные колебания поступают на смеситель второго декадного преобразователя, где смешиваются с колебаниями частоты  $f_{оп2}$ . Выделенные фильтром колебания, соответствующие сумме частот  $f_{оп2} + f'_1$  делятся в 10 раз. На выходе второго декадного преобразователя образуются колебания с частотой:

$$f'_2 = 0.1(f'_1 + f_{оп2}) + 0.1(f'_0 + 0.1n_1\Delta f + f'_{01} + n_2\Delta f) = f'_0 + n_2(0.1\Delta f) + n_2(0.01\Delta f).$$

Поскольку каждый из коэффициентов  $n_1$  и  $n_2$  может принимать 10 значений, на выходе второго декадного преобразователя образуется сетка из 100 частот с шагом  $0.01\Delta f$ . По мере наращивания числа декадных преобразователей число частот сетки увеличивается, а шаг уменьшается. Если во всех декадных преобразователях  $n_m \neq 0$ , частота на выходе последнего определяется соотношением:

$$f'_m = f'_0 + \Delta f \left( \frac{n_m}{10} + \frac{n_{m-1}}{10^2} + \dots + \frac{n_1}{10^m} \right).$$

Изменяя коэффициенты  $n_i$  в каждом декадном разряде, можно сформировать любую частоту в интервале от  $f'_0$  до  $f'_0 + 0.999\dots\Delta f$  с шагом  $\frac{\Delta f}{10}$ . Уве-

личивая число декадных преобразователей, можно дробить шаг до заданного значения. Ограничением в этом отношении является стабильность частоты эталонного генератора (ЭГ).

Целесообразно, чтобы шаг сетки был, по крайней мере, в 5...10 раз больше возможного изменения частоты из-за ее нестабильности.

Последний декадный преобразователь не содержит делитель частоты, поэтому частота на выходе равна сумме частот, смешиваемых в последнем преобразователе:

$$f_{\text{ВЫХ}} = f'_{m-1} + \Delta f_{\text{ОП}m} = 10f'_0 + \Delta f \left( n_m + \frac{n_{m-1}}{10} + \dots + \frac{n_1}{10^{m-1}} \right).$$

Например, если  $f'_0 = 2$  МГц, то  $f_{01} = 18$  МГц и на выходе получим:  
20 + 20.9999... МГц.

Если бы на выходе последнего преобразователя стоял делитель частоты на 10, то в выходном сигнале был бы утерян старший разряд набора частоты, задаваемый ДОЧ.

**Синтезаторы частоты с активной фильтрацией.** На рисунке 8.17, а показан синтезатор с умножением частоты и применением ФАП.

Обычно перестраиваемый генератор (ПГ) представляет собой некоторую трехточечную схему автогенератора с плавной перестройкой по диапазону частот; фазовый детектор (ФД) – устройство, вырабатывающее определенный сигнал при различии фаз входных сигналов; управляющий элемент – варикап, подключаемый параллельно или последовательно к колебательной системе ПГ.

С выхода смесителя (СМ) снимается сигнал с частотой:

$$f_{\text{СМ}} = f_{\text{ПГ}} - f_{01}$$

и подается на вход ФД, на второй вход которого подается сигнал  $f_{02}$ . При стационарном режиме работы системы фазовой автоподстройки частоты (ФАП) получим:

$$f_{\text{ПГ}} - f_{01} = f_{02},$$

т.е.

$$f_{\text{ПГ}} = f_{01} + f_{02}.$$

Если колебания  $f_{01}$  представляют собой  $n$ -е гармоники опорной частоты  $f_{02}$ , а  $f_{02} = f_0$ , то:

$$f_{\text{ПГ}} = f_0(n + 1).$$

Перестраивая частоту  $f_{\text{ПГ}}$  в соответствии с выбранной гармонической составляющей опорной частоты, получаем необходимый набор частот, но все побочные составляющие, отстоящие от рабочей частоты ФД на величину, большую частоты среза ФНЧ, ослабляются до заданного значения в ФНЧ. Другими словами, система ФАП играет роль фильтра, не пропуская на выход СЧАФ побочные составляющие.

В синтезаторе с делением частоты (рисунок 8.17, б) в стационарном режиме работы системы ФАП на вход ФД поступают частоты  $\frac{f_{\text{ПГ}}}{n}$  и  $f_{\text{ЭГ}}$ , следовательно, на выходе системы будем иметь  $f_{\text{ПГ}} = nf_{\text{ЭГ}}$ .

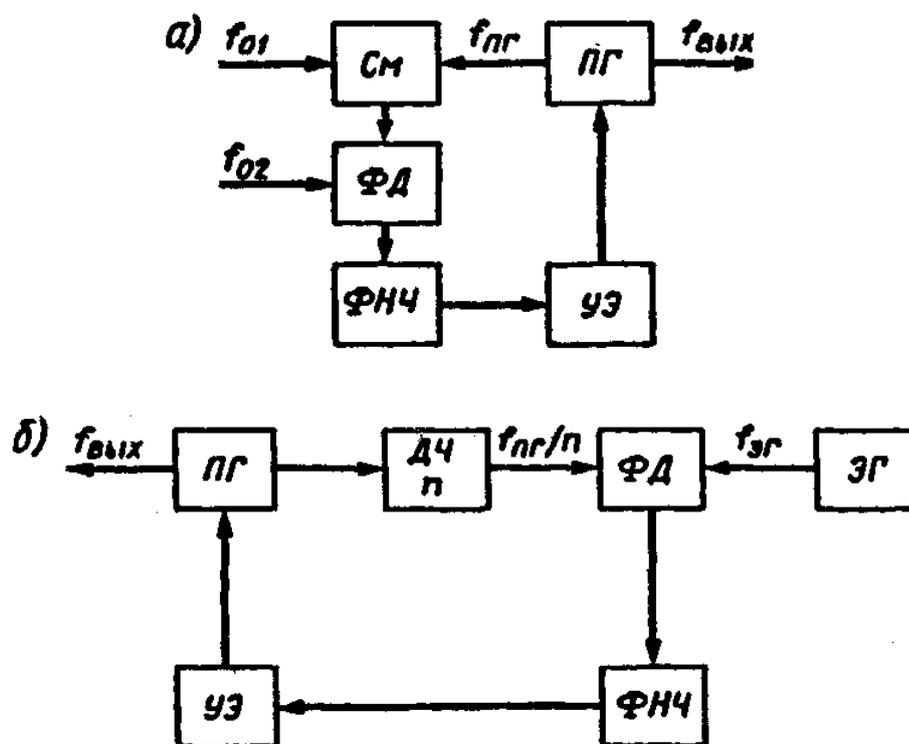


Рисунок 8.17 – Синтезаторы частоты с умножением (а) и делением (б) частоты

Изменяя коэффициент деления частоты и одновременно перестраивая ПГ, можно менять частоту колебаний на выходе системы. Если делитель частоты ДЧ выполнить с переменным коэффициентом деления и изменять его с помощью декадных переключателей, схема превратится в декадный синтезатор частоты с шагом дискретности  $\Delta f = f_{\text{ЭГ}}$ .

Возможно построение рассмотренных СЧ в цифровом виде. Их отличием является то, что в СЧ циркулируют не аналоговые сигналы, а коды. Сами принципы построения СЧ сохраняются, только в цифровых СЧ будут использоваться цифровые ФАП, цифровые ФД, цифровые фильтры и т.д.

## 9 АНАЛОГОВЫЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ С НЕПРЕРЫВНОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ СИГНАЛА [2]

### 9.1 Амплитудная модуляция

Пусть передаваемый сигнал  $S(t)$  представляет собой гармоническое колебание низкой частоты  $\Omega$ . При амплитудной модуляции амплитуда тока высокой частоты должна изменяться в соответствии с этим сигналом, т.е. для тока высокой частоты можем записать:

$$i(t) = (I_H + I_M \cos \Omega t) \cos \omega_0 t = I_H (1 + m \cos \Omega t) \cos \omega_0 t,$$

где  $I_H$  – амплитуда несущего колебания;  $I_M$  – амплитуда модулирующего сигнала;  $m = \frac{I_M}{I_H}$  – коэффициент модуляции.

Так как при АМ меняется энергетический параметр – амплитуда, то рассматриваются различные определения понятия *мощность модулированного сигнала*.

Модулированный сигнал характеризуется следующими понятиями средней мощности:

- *средняя мощность за период ВЧ при отсутствии модуляции*, называется мощностью в режиме несущей частоты или в режиме молчания:

$$P_H = \frac{1}{T} \int_0^T I_H^2 \cos^2 \omega_0 t R_H dt = \frac{1}{2T} I_H^2 R_H \int_0^T (1 + \cos 2\omega_0 t) dt = \frac{1}{2} I_H^2 R_H,$$

где  $T$  – период ВЧ-колебаний;  $R_H$  – некоторое сопротивление нагрузки, на которой выделяется мощность молчания;

- *средняя мощность за период ВЧ во время модуляции*, достигающая максимального  $P_{\max}$  и минимального  $P_{\min}$  значений при  $I_{\max} = I_H(1 + m)$ ;  $I_{\min} = I_H(1 - m)$ , т.е.:

$$\begin{aligned} P_{\max} &= P_H(1 + m)^2; \\ P_{\min} &= P_H(1 - m)^2; \end{aligned}$$

- *средняя мощность за период НЧ*, которую иногда называют телефонной, или тепловой:

$$P_{CP} = \frac{1}{T_{\Omega_0}} \int_0^{T_{\Omega}} I_H^2 R_H (1 + m \cos \Omega t) \cos^2 \omega_0 t dt = P_H \left( 1 + \frac{m^2}{2} \right),$$

где  $T_{\Omega}$  – период НЧ-колебаний.

*Мощность молчания*  $P_H$  определяет паспортное значение мощности радиопередатчика при АМ.

*Мощность*  $P_{\max}$  определяет максимальные перегрузки электронных приборов передатчика в процессе модуляции.

*Мощность*  $P_{\text{СР}}$  характеризует тепловой режим электронных приборов передатчика в процессе модуляции, и именно ее учитывают при выборе типов электронных приборов.

Амплитудная модуляция осуществляется в основном в радиосвязных передатчиках ГА в диапазоне УКВ и применяется как запасной вариант в диапазоне КВ. При этом бортовые радиопередающие устройства выполняют полностью на транзисторах, а в наземных передатчиках мощные выходные каскады выполняют на электронных лампах. Тем не менее, современная тенденция такова, что и в наземных передатчиках уже можно полностью устранить применение электронных ламп, поэтому далее рассмотрим вопросы реализации АМ только в транзисторных каскадах.

Способы осуществления АМ в транзисторных передатчиках разделяют на *простые (одинарные)*, к которым относятся базовая и эмиттерная модуляции смещения, базовая и эмиттерная модуляции возбуждения (режим УМК); *одинарную коллекторную модуляцию* и *комбинированную коллекторную модуляцию* вследствие одновременного принудительного или автоматического изменения двух или трех напряжений, питающих транзистор.

Комбинированная модуляция обеспечивает более высокие энергетические показатели передатчика и лучший тепловой режим модулируемых каскадов. В транзисторном каскаде модуляция амплитуды колебаний осуществляется изменением режима работы каскада, что приводит к соответствующему изменению входной и выходной емкостей транзистора, а это, в свою очередь, – к расстройке колебательной системы УМ и, соответственно, появлению паразитных амплитудной и фазовой модуляциям.

Для ослабления этого нежелательного явления применяют неполное включение колебательной системы. Из-за низких энергетических показателей базовую и эмиттерную модуляции в современных радиопередатчиках не применяют. Коллекторная модуляция осуществляется в перенапряженном режиме.

Мгновенное значение напряжения на коллекторе транзистора (рисунок 9.1):

$$e_{\text{К}} = E_{\text{КТ}} + U_{\text{К}\Omega} \cos \Omega t + U_{\text{К}\omega} \cos \omega t,$$

где  $E_{\text{КТ}}$  – напряжение питания на коллекторе в режиме несущей;  $U_{\text{К}\Omega}$ ,  $U_{\text{К}\omega}$  – амплитуды напряжения сигналов, соответственно, НЧ и ВЧ на коллекторе.

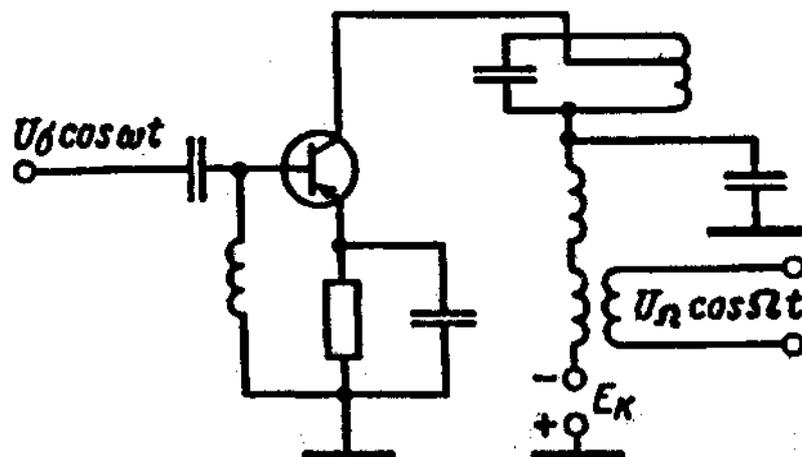


Рисунок 9.1 – Пример коллекторной модуляции в усилителе мощности

Пиковая точка на статической модуляционной характеристике (режим максимальной мощности) соответствует критическому или слабо перенапряженному режиму работы транзисторного УМ. Напомним, что статическими модуляционными характеристиками (СМХ) называются зависимости первой гармоники коллекторного тока  $I_K$  или тока в антенне  $I_A$  от изменяемого в процессе модуляции напряжения, но сигнал модуляции при этом не подается, поэтому характеристика называется статической.

В процессе модуляции напряжение на коллекторе во избежание электрического пробоя должно удовлетворять условию:

$$|E_{КТ}| + U_{K\Omega} + U_{K\omega} \leq e_{К доп},$$

где  $e_{К доп}$  – допустимое действующее значение напряжения на коллекторе.

Из приведенного условия определяют величину  $E_{КТ}$ . При глубокой модуляции  $E_{КТ}$  снижают в два раза по сравнению с  $e_{К доп}$ , что приводит к снижению мощности в режиме несущей в 2...3 раза.

При коллекторной модуляции заметное влияние оказывает нелинейная зависимость емкостей переходов (эмиттерного и коллекторного) от модулирующего напряжения, приводящая к расстройству выходного контура и нелинейным искажениям.

Кроме того, через емкость  $C_{КБ}$  осуществляется непосредственная связь между коллекторной и базовой цепями, что приводит к невозможности осуществления модуляции с глубиной 100%, так как ток в контуре не равен нулю при  $I_{K1} = 0$ .

Указанные недостатки коллекторной модуляции устранены при комбинированной коллекторной модуляции. В транзисторных передатчиках применяют многокаскадную (двойную или тройную) комбинированную коллекторную модуляцию.

При двойной коллекторной модуляции НЧ сигнал поступает на коллектор транзистора не только выходного, но и предоконечного каскада (рисунок 9.2). В выходном каскаде имеет место двойная АМ: коллекторная и базовая

возбуждением. При этом одновременно с изменением напряжения  $E_K$  происходит пропорциональное изменение амплитуды напряжения возбуждения  $U_B$ , что позволяет получить во всех точках статической модуляционной характеристики режим, близкий к критическому, и избежать недостатков, свойственных коллекторной модуляции из-за перенапряженности режима УМ, в котором осуществляется модуляция. Сказанное поясняется рисунком 9.3 при  $E_B, R_{ЭКВ} = \text{const}$ .

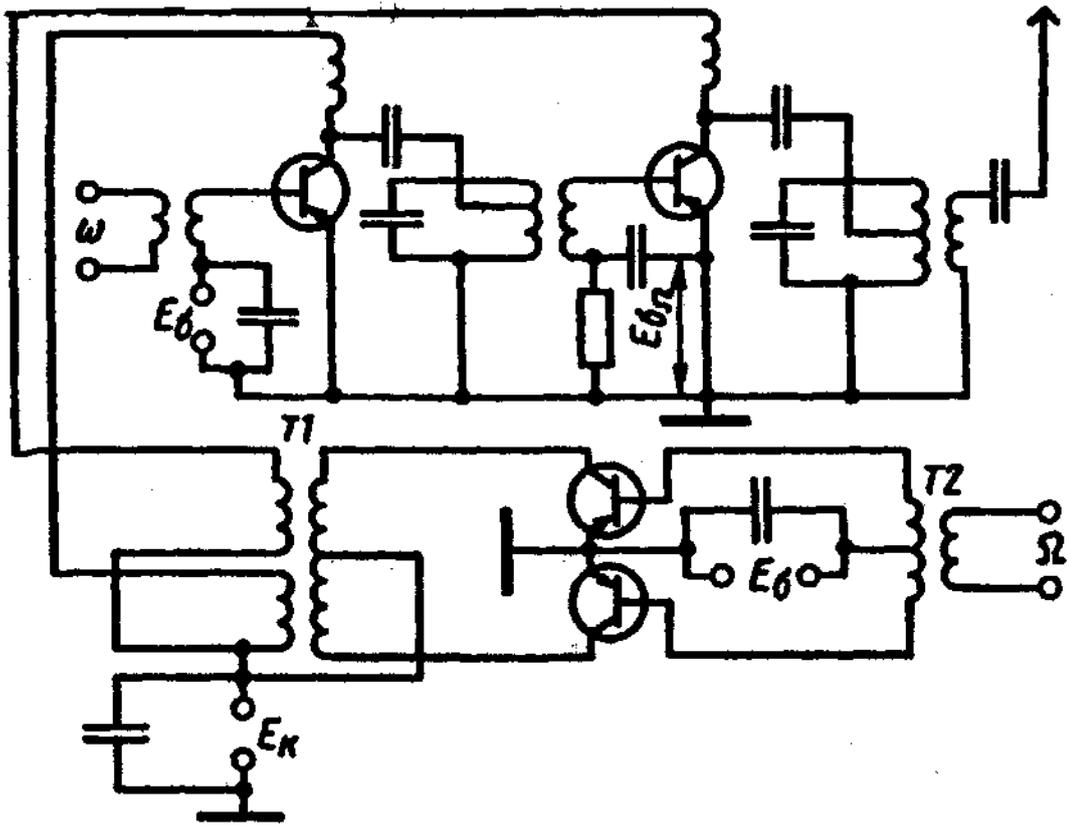


Рисунок 9.2 – Пример реализации комбинированной коллекторной модуляции

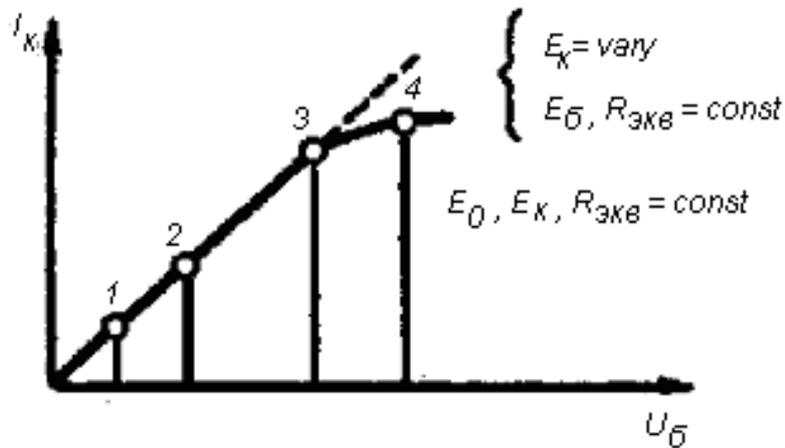


Рисунок 9.3 – СМХ при коллекторной модуляции

Пусть точки 1 и 2 на СМХ (сплошная линия) соответствуют недонапряженному, точка 3 – граничному, а точка 4 – перенапряженному режимам. Недонапряженный режим в точках 1 и 2 можно довести до граничного, если напряжение  $E_K$  соответственно снизить до  $E_{K1}$  и  $E_{K2}$ .

Аналогично перенапряженный режим в точке 4 можно довести до граничного, если напряжение  $E_K$  повысить до  $E_{KH}$ . Таким образом, одновременно с ростом  $U_B$  необходимо также увеличить  $E_K$ , чтобы в каждой точке СМХ режим был граничным. Тогда зависимость  $I_{K1} = f(U_B, E_K)$  становится линейной без излома (штриховая линия). При модуляции гармоническим сигналом это обеспечивается, если  $U_B$  и  $E_K$  изменяются по законам:

$$U_B = U_{BH}(1 + m_B \cos \Omega t);$$

$$E_K = E_{KH}(1 + m \cos \Omega t),$$

где  $m_B$  – глубина базовой модуляции возбуждением.

Определим условия поддержания граничного режима, для которого справедливы соотношения:

$$e_{K \min \text{ ГР}} = \frac{S}{S_{\text{ГР}}} (e_{B \max} - E_{B \min 0});$$

$$e_{K \min \text{ ГР}} = E_{BT} - U_{K \text{ ГР}};$$

$$e_{B \max \text{ ГР}} = E_{BT} - U_{B \text{ ГР}},$$

где  $S$  и  $S_{\text{ГР}}$  – соответственно крутизна идеализированной проходной характеристики транзистора  $I_K = f(I_B)$  и крутизна линии граничного режима;  $E_{B \min 0}$  – напряжение отсечки коллекторного тока.

Если учесть, что:

$$U_{K \text{ ГР}} = I_{K1} R_{\text{ЭКВ}} = S U_{B \text{ ГР}} \gamma_1(\theta) R_{\text{ЭКВ}},$$

где  $\gamma_1(\theta) = \alpha_1(\theta)(1 - \cos \theta)$ , здесь  $\alpha_1(\theta)$  – коэффициент разложения импульса коллекторного тока по первой гармонике, то, решив уравнение для граничного режима относительно  $E_{K \text{ ГР}}$ , получим линейную связь между  $E_{K \text{ ГР}}$  и  $U_{B \text{ ГР}}$ :

$$E_{K \text{ ГР}} = \frac{S}{S_{\text{ГР}}} (E_{BT} - E_{B \min 0}) + \frac{S}{S_{\text{ГР}}} U_{B \text{ ГР}} [1 + S_{\text{ГР}} \gamma_1(\theta) R_{\text{ЭКВ}}].$$

Это подтверждает постулированное выше требование о необходимости пропорционального изменения  $E_K$  и  $U_B$ .

Для повышения линейности СМХ и глубины модуляции применяют автоматическое смещение в базовой цепи выходного каскада и тройную коллекторную модуляцию, при которой модулируется не один, а два каскада предварительного усиления.

## 9.2 Угловая модуляция

**Виды и методы модуляций.** В настоящее время угловая (частотная и фазовая) модуляция получила широкое распространение.

В частности, *частотная модуляция* используется для радиовещания на УКВ, звукового сопровождения телевидения, для связи в аэропортах с подвижными объектами и радиорелейной связи, в доплеровских измерителях скорости и угла сноса, в радиовысотомерах малых высот.

*Фазовая модуляция* используется в радионавигации и радиосвязи, а также как промежуточный вид модуляции при косвенном методе формирования ЧМ.

Достоинством угловой модуляции является то, что при ней все каскады радиопередатчика могут работать в энергетически выгодных граничном или слабо перенапряженном режиме.

Частотную и фазовую модуляции можно осуществлять путем воздействия передаваемого сообщения на полную фазу  $\Phi(t)$  ВЧ-сигнала:

$$I(t) = I \cos\Phi(t),$$

где  $\Phi(t) = \omega_0 t + \varphi(t)$ .

Известно, что мгновенная частота ВЧ-сигнала и его полная фаза связаны интегродифференциальными соотношениями:

$$\Phi(t) = \int \omega(t) dt;$$

$$\omega(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt}.$$

Отсюда следует, что любому закону изменения фазы можно найти эквивалентный закон изменения частоты, и наоборот.

Рассмотрим ФМ при гармоническом модулирующем сигнале. Имеем:

$$\varphi(t) = \varphi_0 + \Delta\varphi \sin\Omega t,$$

где  $\Delta\varphi = K_{\text{ФМ}} U_m$  – максимальное отклонение фазы модулируемого сигнала от ее среднего значения  $\varphi_0$ , называемое индексом фазовой модуляции;  $K_{\text{ФМ}}$  – коэффициент пропорциональности, определяющий крутизну характеристики фазового модулятора;  $U_m$  – амплитуда модулирующего напряжения.

Как видно, индекс ФМ пропорционален амплитуде  $U_m$  модулирующего сигнала и не зависит от его частоты  $\Omega$ .

Выражение для модулированного сигнала:

$$I(t) = I \cos(\omega_0 t + \Delta\varphi \sin\Omega t + \varphi_0).$$

При этом мгновенная частота сигнала:

$$\omega(t) = \frac{d\Phi(t)}{dt} = \omega_0 + \Delta\omega \cos\Omega t,$$

где  $\Delta\omega = \Omega\Delta\varphi$  – девиация частоты, т.е. отклонение частоты от ее среднего значения в процессе модуляции.

Зависимость  $\Delta\omega$  и, следовательно, полосы занимаемых частот при ФМ от частоты модулирующего сигнала является одним из недостатков ФМ.

При ЧМ изменяют частоту сигнала относительно ее среднего значения:

$$\omega(t) = \omega_0 + \Delta\omega \cos\Omega t,$$

где  $\Delta\omega = K_{\text{ЧМ}} U_m$  – девиация частоты;  $K_{\text{ЧМ}}$  – коэффициент пропорциональности, определяющий крутизну характеристики частотного модулятора.

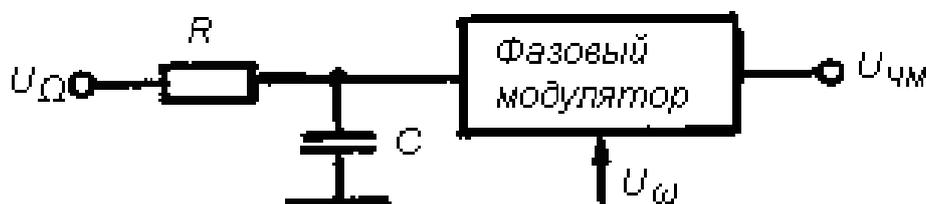
В данном случае девиация частоты при ЧМ пропорциональна амплитуде модулирующего сигнала  $U_m$  и не зависит от его частоты  $\Omega$ . Выражение для полной фазы при ЧМ:

$$\Phi(t) = \int \omega(t) dt = \omega_0 t + m_{\text{ч}} \sin \Omega t + \varphi_0,$$

где  $m_{\text{ч}} = \frac{\Delta\omega}{\Omega}$  - индекс ЧМ;  $\varphi_0$  - начальная фаза.

Следовательно, индекс ЧМ в отличие от индекса ФМ, который иногда обозначают как  $m_{\text{ф}}$ , зависит от частоты модулирующего сигнала.

Фазовая модуляция может быть преобразована в частотную подачей модулирующего сигнала на вход фазового модулятора через интегратор, например, через  $RC$ -цепь (рисунок 9.4) с постоянной времени, удовлетворяющей условию  $RC \gg 1/\Omega$ .



**Рисунок 9.4 – Преобразование сигнала с ФМ в сигнал с ЧМ**

Аналогичным образом преобразование ЧМ в ФМ может быть осуществлено с использованием дифференцирующей  $RC$ -цепи.

Методы получения ЧМ подразделяют на два вида: *прямой* и *косвенный*.

*При прямом методе* под воздействием модулирующего сигнала изменяется управляемая реактивность, подключенная к колебательной системе автогенератора передатчика. Изменение значений управляемой реактивности влечет за собой изменение частоты автогенератора (АГ) в зависимости от модулирующего сигнала. В этом случае возможно получение глубокой частотной модуляции с произвольным индексом частотной модуляции  $m_{\text{ч}}$ . Однако этот метод обладает и существенным недостатком, связанным со снижением стабильности средней частоты  $f_0$  автогенератора вследствие дестабилизирующего действия управляемой реактивности. Для повышения стабильности  $f_0$  применяют фазовую автоподстройку частоты или частотную автоподстройку, производя сравнение средней частоты управляемого АГ с частотой эталонного кварцевого автогенератора.

*При косвенном методе* фазовая модуляция преобразуется в частотную. Поскольку ФМ осуществляется в УМ, сохраняется высокая стабильность средней частоты  $f_0$ , определяемая стабильностью кварцевого АГ. Недостатком метода является трудность получения большого индекса ФМ и соответственно большой девиации частоты. Для увеличения последней применяют многократное умножение частоты, что усложняет схему.

**Прямой метод получения ЧМ.** Роль управляемой реактивности, подключаемой к контуру АГ, играет обычно варикап. Типовая схема частотного модулятора с варикапом и его эквивалентная схема представлены на рисунке 9.5, а, б.

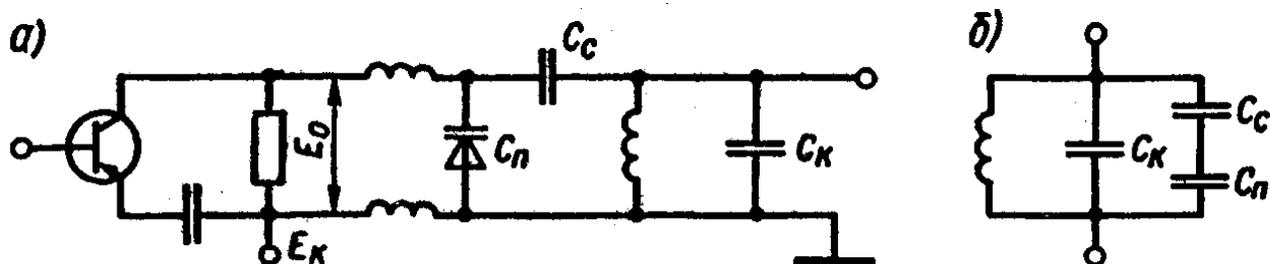


Рисунок 9.5 – Схема реализации прямого метода получения ЧМ

Для оценки качества процесса частотной модуляции проведем анализ схемы, т.е. выяснение условий, от которых зависит уход средней частоты  $f_0$  автогенератора в процессе модуляции, изменение девиации частоты  $\Delta\omega$ , степень возникающих нелинейных искажений.

Емкость варикапа при гармоническом модулирующем сигнале изменяется по закону:

$$C_{\Pi} = \frac{C_0}{(1 + m \sin \omega t)^\gamma},$$

где  $C_0$  – емкость варикапа в отсутствии модулирующего сигнала;  $m = \frac{U_\Omega}{E_0}$  –

глубина модуляции;  $\gamma$  – коэффициент, отражающий технологию изготовления варикапа, равный 1/2 для сплавного и 1/3 для диффузионного варикапов.

Далее будем полагать, что выполняется условие  $U_\omega \ll U_\Omega$ .

На практике отношение  $\frac{\Delta\omega}{\omega_0}$  не превышает нескольких процентов, поэтому будут справедливы соотношения:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}};$$

$$\ln \omega_0 = -\frac{1}{2}(\ln L + \ln C);$$

$$\frac{d\omega_0}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \frac{dC}{C};$$

$$\frac{d\omega}{\omega_0} = -\frac{1}{2} \frac{\Delta C_\Sigma}{C_{0\Sigma}},$$

где  $\Delta C_\Sigma = C_{0\Sigma} - C_{\Pi\Sigma}$ .

Суммарные емкости колебательной системы соответственно при отсутствии и наличии модулирующего сигнала:

$$C_{0\Sigma} = C_K + \frac{C_C C_0}{C_C + C_0};$$

$$C_{\Pi\Sigma} = C_K + \frac{C_C C_{\Pi}}{C_C + C_{\Pi}}.$$

На рисунке 9.5 обозначено:  $E_0$  – напряжение смещения на варикапе;  $C_{\Pi}$  – переменная емкость варикапа при подаче на него модулирующего напряжения;  $C_C$  – емкость связи между варикапом и колебательным контуром;  $C_K$  – емкость контура.

Анализ работы прямого метода получения ЧМ приводит к следующим результатам.

1. Результаты расчета значений коэффициента нелинейных искажений (КНИ) при  $\gamma = 1/2$  и  $\gamma = 1/3$  для значений  $m = 1$  и  $m = 0.4$  показали, что в ЧМ передатчиках в модуляторах следует применять варикапы  $m = 1$ , так как в этом случае КНИ существенно ниже. Для приемлемого значения КНИ необходимо выбирать не слишком глубокую модуляцию, т.е.  $m < 0.5$ .

2. Амплитуда ВЧ-сигнала, прикладываемого к варикапу, связана с амплитудой ВЧ-сигнала на контуре автогенератора  $U_K$  и должна удовлетворять условию:

$$U_{\omega} \ll U_{\Omega} = mE_0.$$

Кроме того, должно выполняться условие:

$$E_0(m = 1) < U_{\text{доп}},$$

где  $U_{\text{доп}}$  – допустимое напряжение, прикладываемое к варикапу.

С увеличением глубины модуляции  $m$  увеличивается девиация частоты по первой гармонике  $\Delta\omega_1$  (положительный эффект), однако при этом возрастает смещение средней частоты  $\Delta\omega_0$  (отрицательный эффект) и возрастает КНИ. Кроме того, при больших значениях  $m$  и  $P_0$  возрастают активные потери, вносимые в контур АГ со стороны модулятора, и возможно появление паразитной АМ.

Из компромиссных соображений обычно принимается  $m \leq 0.5$ .

Рассмотрим функциональные схемы устройств получения ЧМ с использованием частотной автоподстройки частоты (ЧАП) при условии, что сигнал модуляции воздействует соответственно на АГ (рисунок 9.6, а) и на ЧД (рисунок 9.6, б). В первом случае обеспечивается получение большей девиации частоты, а во втором – постоянство девиации при работе АГ в диапазоне частот. В качестве частотного модулятора может быть использован управляющий элемент, входящий наряду с фильтром нижних частот и усилителем постоянного тока в кольцо ЧАП, осуществляющий стабилизацию частоты АГ. При этом сигнал с выхода стабилизируемого АГ смешивается с сигналом эталонного генератора в смесителе, сигнал с которого через усилитель промежуточной частоты подается на частотный детектор (ЧД).

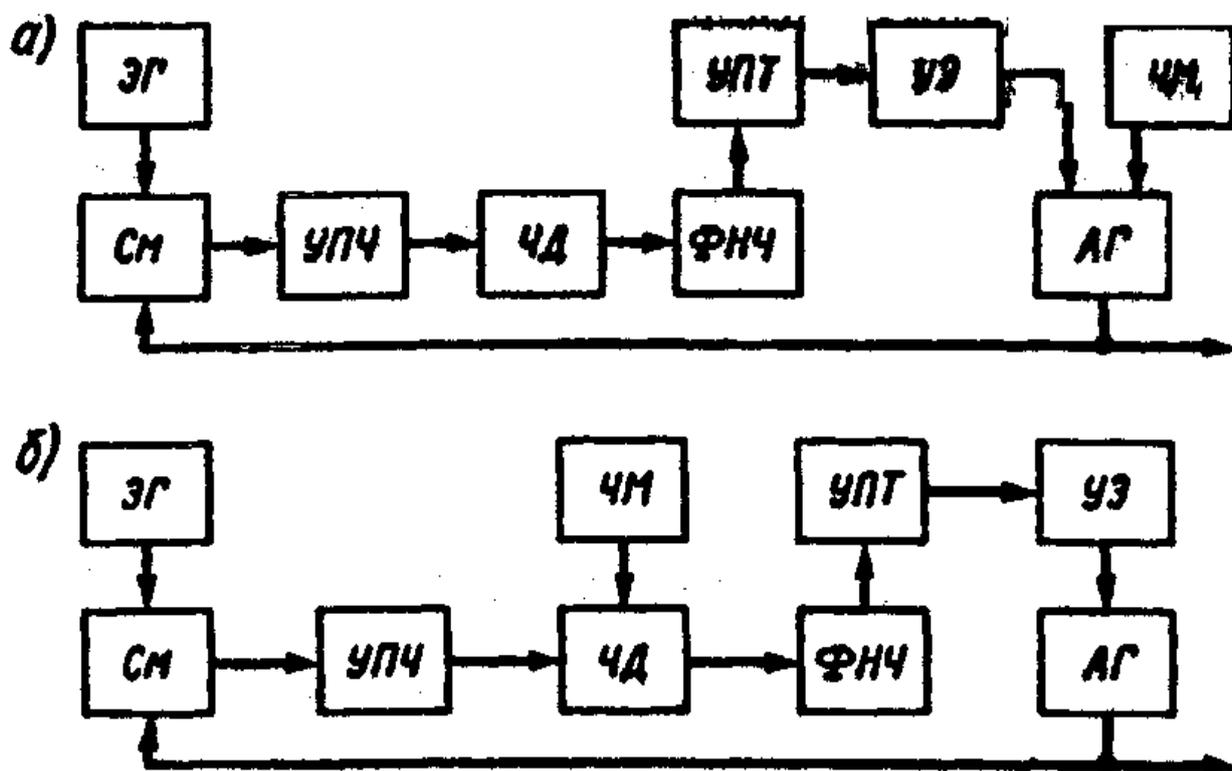


Рисунок 9.6 – Функциональные схемы устройства получения ЧМ при использовании системы ЧАП с подачей модулирующего сигнала на АГ (а) и ЧД (б)

В качестве ФНЧ обычно используют интегрирующую  $RC$ -цепь. При воздействии модулирующего сигнала на АГ (см. рисунок 9.6, а) постоянная времени цепочки  $T = RC$  выбирается таким образом, чтобы ЧАП реагировала только на относительно медленные изменения частоты АГ, вызванные дестабилизирующими факторами, и не вносила искажений в изменения частоты, обусловленные действием модулирующего сигнала. Указанное условие выполняется при соблюдении неравенства:

$$\Omega_{\min} \gg \frac{S_Y S_G}{T},$$

где  $\Omega_{\min}$  – минимальная частота в спектре модулирующего сигнала;  $S_Y$  и  $S_G$  – крутизна линейного участка статической характеристики соответственно управляемого элемента (УЭ) и ЧД.

Если модулирующий сигнал воздействует на ЧД (см. рисунок 9.6, б), то он должен проходить через ФНЧ без искажений. В этом случае должно выполняться неравенство:

$$\Omega_{\max} \ll \frac{S_Y S_G}{T},$$

где  $\Omega_{\max}$  – максимальная частота в спектре модулирующего сигнала.

Обратим также внимание на следующий немаловажный факт, связанный с работой системы ЧАП в ЧМ-модуляторе. Амплитуда несущей в спек-

тре ЧМ-сигнала определяется значением функции Бесселя  $J_0(m_{\text{ч}})$  обращающейся в ноль при  $m_{\text{ч}} = 2.4; 5.5; 8.6$  и т.д. Очевидно, при таких значениях ЧАП не работает, что ухудшает стабильность средней частоты. Для устранения этого явления применяют деление частоты, подаваемой в цепь ЧАП с АГ, т.е. между АГ и С<sub>м</sub> ставят делитель частоты. Известно, что умножение или деление частоты ЧМ-сигнала увеличивает или уменьшает в соответствующее число раз девиацию частоты. Поэтому, если вводится деление частоты в  $n$  раз, то девиация частоты  $\Delta\omega$  также уменьшается в  $n$  раз и соответственно в  $n$  раз уменьшается  $m_{\text{ч}}$ . Подбирая необходимое значение  $n$ , можно добиться того, чтобы значение  $m_{\text{ч}}$  всегда было меньше 2.4 при любом значении  $\Omega = \Omega_{\text{min}}$ . При этом выходная частота АГ не изменится, так как деление частоты используется только в кольце ЧАП.

Частотная модуляция может использоваться и для кварцевого автогенератора при небольшой девиации частоты (2...3 кГц на частотах 10...20 МГц). Основное достоинство метода – высокая стабильность средней частоты модулированного сигнала. В качестве модулятора применяется варикап. При возбуждении кварцевого резонатора на частоте, близкой к частоте параллельного резонанса  $\omega_1$ , варикап подключается через емкость связи по параллельной схеме. При возбуждении кварцевого резонатора на частоте, близкой к частоте последовательного резонанса  $\omega_2$ , варикап подключается по параллельной схеме (рисунок 9.7, а).

Условие резонанса для эквивалентной схемы (рисунок 9.7, б) имеет вид:

$$X_1 + X_2 = 0.$$

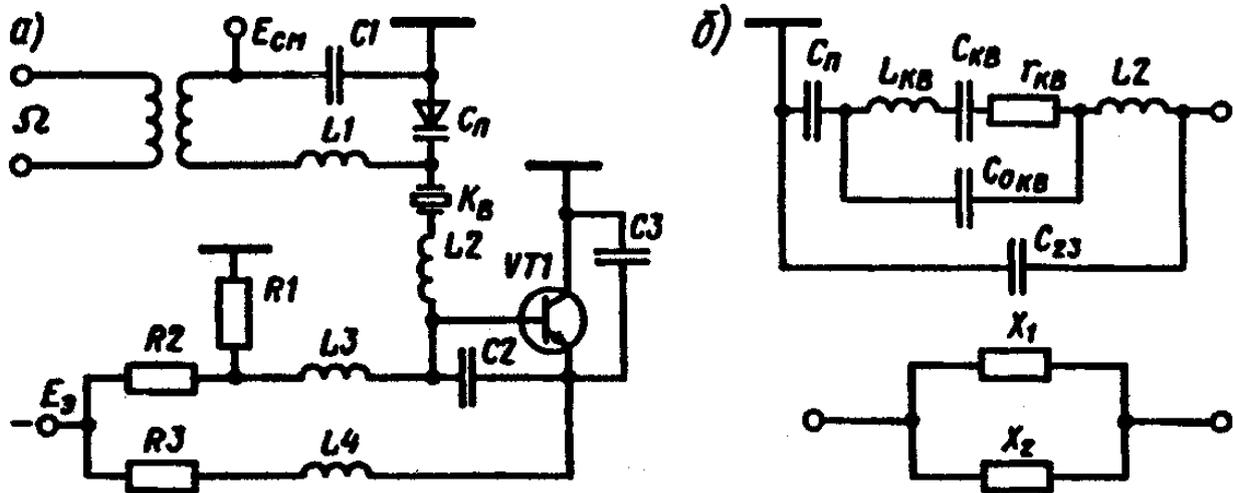


Рисунок 9.7 – Реализация прямого метода получения ЧМ на кварцевом АГ

Анализ эквивалентной схемы получения ЧМ на кварцевом АГ (рисунок 9.7, б) позволяет получить выражение для смещения средней частоты:

$$\frac{\Delta\omega}{\omega_2} = \frac{C_{\text{КВ}} \gamma (1-m) m^2}{8C_0}.$$

Отсюда при  $C_{KB}/C_0 = 2 \cdot 10^{-3}$ ,  $\gamma = 1/2$  и  $m = 0.5$  будет  $\Delta\omega/\omega_2 = 1.5 \cdot 10^{-5}$ , а при отсутствии кварцевого резонатора эта величина равна  $5 \cdot 10^{-3}$ .

Как видим, применение кварцевого резонатора существенно повышает стабильность средней частоты ЧМ-сигнала. Приемлемые значения КНИ обеспечиваются при  $m < 0.5$ .

**Косвенный метод получения ЧМ.** В этом случае необходимо сначала сформировать ФМ-сигнал, для получения которого следует управляемый реактивный элемент (варикап) подключить к колебательной системе усилительного или умножительного каскада. При использовании варикапа схема фазового модулятора идентична схеме частотного модулятора (см. рисунок 9.5).

Индекс ФМ  $\Delta\varphi$  связан с расстройкой одиночного контура  $\Delta\omega$  относительно  $\omega_0$  соотношением:

$$\operatorname{tg}\Delta\varphi = -2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} Q,$$

где  $Q$  – добротность контура.

При  $\Delta\varphi \leq 0.5$  можно считать, что:

$$\Delta\varphi \cong -2 \frac{\Delta\omega}{\omega_0} Q.$$

Таким образом, зная относительное изменение частоты контура  $\Delta\omega/\omega_0$  под действием реактивного элемента, можно определить индекс ФМ. Следовательно, полученные соотношения при частотной модуляции с помощью варикапа в автогенераторе с параметрической стабилизацией могут быть распространены на случай ФМ. При этом для определения индекса фазовой модуляции необходимо умножить отношение  $\Delta\omega/\omega_0$  на коэффициент  $2Q$ .

При косвенном методе получения частотной модуляции возникают сложности с получением требуемых значений индекса ФМ, поэтому для увеличения этого индекса применяют систему из нескольких связанных контуров, на которые одновременно подается управляющий сигнал. Схема такого фазового модулятора, содержащего три управляемых с помощью варикапов контура, изображена на рисунке 9.8, а. Здесь возможна линейная фазовая модуляция в пределах  $\Delta\varphi = \pm\pi$  без заметной паразитной амплитудной модуляции. Фазовая модуляция может осуществляться также в варакторном умножителе (рисунок 9.8, б).

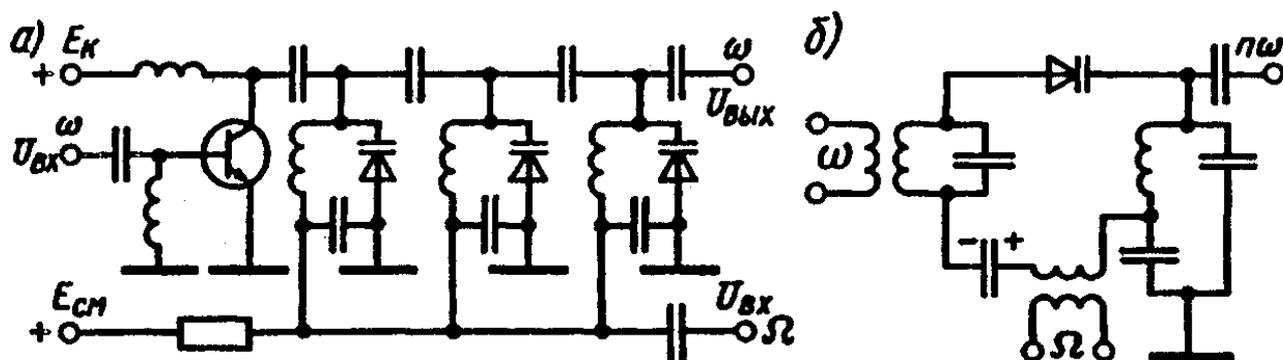


Рисунок 9.8 – Примеры реализации косвенного метода получения ЧМ

В схеме к варактору, используемому в качестве и нелинейного элемента множителя частоты и фазового модулятора, наряду с первой и  $n$ -й гармоникой ВЧ-сигнала, подводится модулирующее напряжение, что необходимо учитывать при расчете допустимых амплитуд подводимых сигналов.

Косвенный метод получения ЧМ заключается в том, что ко входу фазового модулятора (см. рисунок 9.8) подключается интегрирующий элемент (см. рисунок 9.4), в результате чего изменение частоты сигнала пропорционально модулирующему сигналу, т.е. происходит преобразование ФМ в ЧМ.

При включении интегрирующего элемента на входе фазового модулятора изменение частоты сигнала пропорционально модулирующему сигналу, т.е. происходит требуемое преобразование ФМ в ЧМ. Поскольку максимальное значение  $\Delta\varphi$  ограничено линейным участком характеристики фазового модулятора, с учетом этого можно сделать заключение об относительно малых значениях  $\Delta\omega$ , получаемых при косвенном методе ЧМ, о чем говорилось выше.

Девиацию частоты в этом случае повышают  $n$ -кратным умножением частоты. Требуемая величина  $n$  определяется из соотношения:

$$n = \frac{\Delta f_{\text{ПРД}}}{\Delta f_{\text{max}} F_{\text{min}}},$$

где  $\Delta f_{\text{ПРД}}$  – девиация частоты выходного сигнала передатчика;  $F_{\text{min}}$  – минимальная частота модулирующего сигнала.

Для устранения паразитной АМ включают двусторонний ограничитель ВЧ-сигнала на выходе каскада, в котором осуществляется ФМ.

В современных радиопередатчиках с учетом достоинств и недостатков прямого и косвенного методов получения ЧМ применяют как тот, так и другой.

### 9.3 Однополосная модуляция

**Характеристика и методы ОМ.** Однополосную модуляцию используют в связных радиостанциях. При ОМ осуществляется смещение спектра частот модулирующего сигнала в область рабочих частот радиопередатчиков с последующим обратным преобразованием спектра при демодуляции сигнала в приемном устройстве. *ОМ является особым видом амплитудно-частотной модуляции* (более подробно это будет рассмотрено ниже). При этом амплитуда и частота ВЧ-колебания изменяются в соответствии с законами изменения мгновенных амплитуд и мгновенных частот модулирующего сигнала.

*Остановимся на преимуществах ОМ по отношению к АМ.*

При АМ несущая частота не содержит информации о передаваемом сообщении, а эта информация находится в боковых полосах частот. Средняя

мощность всего сигнала и средняя мощность колебаний боковых частот при АМ равны:

$$P_{\text{CP}} = \left(1 + \frac{m^2}{2}\right) P_{\text{H}};$$

$$P_{\text{CP БОК}} = \frac{m^2}{2} P_{\text{H}}.$$

При  $m = 1$  получим:

$$P_{\text{CP}(m=1)} = \frac{3}{2} P_{\text{H}};$$

$$P_{\text{CP БОК}(m=1)} = \frac{1}{2} P_{\text{H}}.$$

Мощность колебаний, несущих полезную информацию, не превышает 1/3 от общей мощности.

Для более полного использования мощности, отдаваемой электронным прибором, при ОМ несущую частоту исключают из спектра АМ-сигнала. Кроме того, осуществляется подавление одной боковой полосы, вследствие чего достигается выигрыш в 4 раза в использовании по мощности электронного прибора. Уменьшение вдвое полосы частот сигнала позволяет вдвое повысить отношение сигнал/помеха (по мощности), что эквивалентно двукратному выигрышу в использовании по мощности электронного прибора. Кроме того, уменьшение вдвое полосы частот при ОМ позволяет удвоить число каналов, что особенно важно в декаметровом (ДКМВ)-диапазоне, являющемся весьма загруженным. Наконец, при ОМ уменьшаются искажения передаваемого сигнала из-за имеющего место в ДКМВ-диапазоне избирательного замирания сигнала, являющегося следствием неодинаковых условий распространения сигналов с различными частотами в заданной полосе частот. Уменьшение искажений эквивалентно дополнительному двукратному выигрышу по мощности. Таким образом, суммарный теоретический выигрыш составляет 8 - 16 раз.

Например, радиопередатчик с мощностью в режиме несущей  $P_{\text{H}} = 120$  Вт при АМ с  $m = 1$  развивает пиковую мощность  $P_{\text{max}} = (1 + m)^2 P_{\text{H}(m=1)} = 480$  Вт.

В случае перехода к ОМ тот же эффект в радиоприемном устройстве обеспечивается при мощности  $P = 30$  Вт. Кроме того, антенно-фидерная система и элементы выходного каскада радиопередатчика должны быть рассчитаны на напряжения и токи, в 4 раза меньшие по сравнению со случаем использования АМ, что позволяет уменьшить массу и размеры радиопередатчика.

К недостаткам ОМ относятся необходимость обеспечения высокой стабильности частот передатчика и гетеродина приемника. Для того чтобы при детектировании выделялся неискаженный модулирующий сигнал, в приемном устройстве необходимо восстановление несущего колебания, что обеспе-

чивается с помощью гетеродина. При этом для обеспечения требуемой разборчивости речи частота гетеродина не должна отличаться от частоты подавленной несущей более чем на 50...100 Гц, что для верхней границы ДКМВ-диапазона соответствует допустимой нестабильности частоты:

$$\frac{\Delta f}{f} = \frac{50 \dots 100}{30 \cdot 10^6} \approx (1.7 \dots 3.3) \cdot 10^{-6}.$$

Причем в данном случае речь идет о долговременной стабильности, поэтому получение в типовых радиостанциях, выпускаемых массовым тиражом, указанного значения  $\frac{\Delta f}{f}$  является непростой технической задачей. Отсюда,

очевидно, вытекает и практическая невозможность использования ОМ на более высоких частотах, чем ДКМВ-диапазон, например, в МВ-диапазоне. В этом случае требования на стабильность частоты возрастают на порядок и вряд ли выполнимы в современном производстве.

В некоторых случаях для обеспечения требуемой стабильности частоты применяют неполное подавление несущей. Мощность остатка несущей (пилот-сигнал), составляющую 10...20% мощности несущего колебания, используют для подстройки частоты гетеродина с помощью системы ЧАП. Однако неполное подавление несущей приводит к ухудшению энергетических характеристик радиопередатчика с ОМ.

Существенным недостатком ОМ является значительное усложнение аппаратуры, обусловленное сложностью формирования и приема сигнала ОМ (этот вопрос более подробно рассмотрен ниже при обсуждении методов формирования однополосного сигнала).

Обратим внимание на то, что в отличие от АМ при ОМ огибающая ВЧ-сигнала не воспроизводит форму модулирующего сигнала. Например, при модуляции одной частоты  $F$  огибающая ВЧ-сигнала при ОМ постоянна.

Модулирующий сигнал (в общем случае случайный) может быть представлен в виде:

$$U(t) = V(t) \cos \varphi(t),$$

где  $V(t) = \sqrt{U^2(t) + U^{*2}(t)}$ ;  $\varphi(t) = \arctg \frac{U^*(t)}{U(t)}$  – огибающая и фаза сигнала.

Сигнал, сопряженный по Гильберту с сигналом  $U(t)$ :

$$U^*(t) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{U(x)}{1-x} dx$$

образует с сигналом  $U(t)$  на комплексной плоскости аналитический сигнал:

$$\dot{U}(t) = U(t) + jU^*(t) = V(t)e^{j\varphi(t)},$$

где точка над буквой означает комплексную величину.

Напомним, что сопряженность сигналов по Гильберту физически означает поворот всех спектральных составляющих одного сигнала на  $\pi/2$  относительно другого.

Мгновенная угловая частота и частота в герцах для модулирующего сигнала записываются:

$$\Omega(t) = \frac{d\varphi}{dt};$$

$$F(t) = \frac{\Omega(t)}{2\pi}.$$

При АМ гармонического сигнала  $U_0(t) = U_0 \cos \omega_0 t$  амплитуда модулированного сигнала изменяется по закону:

$$U(t) = U_0 + V(t) \cos \varphi(t),$$

где  $U_0 \geq V_{\max}$ .

При этом модулированный сигнал записывается:

$$U_{\text{АМ}}(t) = U_0 [1 + m(t) \cos \varphi(t)] \cos \omega_0 t =$$

$$= U_0 \cos \omega_0 t + \frac{U_0}{2} m(t) \cos [\omega_0 t + \varphi(t)] + \frac{U_0}{2} m(t) \cos [\omega_0 t - \varphi(t)],$$

где  $m(t) = \frac{V(t)}{U_0}$ .

Отсюда для сигнала с ОМ можно записать:

$$U_{\text{ОМ}}(t) = \frac{U_0}{2} m(t) \cos [\omega_0 t + \varphi(t)] =$$

$$= \frac{1}{2} V(t) \cos [\omega_0 t + \varphi(t)] = \frac{1}{2} V(t) \cos \int_0^t [\omega_0 + \Omega(t)] dt.$$

Сравнивая последнее выражение с выражением для модулирующего сигнала, который может быть представлен в виде:

$$U(t) = V(t) \cos \int_0^t \Omega(t) dt,$$

можно заключить, что колебание, соответствующее одной из боковых полос АМ-сигнала, является колебанием с амплитудно-частотной модуляцией. При этом мгновенная амплитуда однополосного сигнала с точностью до постоянного множителя воспроизводит амплитуду модулирующего сигнала, а изменение частоты однополосного сигнала относительно  $\omega_0$  соответствует мгновенной частоте модулирующего сигнала. В частном случае при гармоническом модулирующем сигнале  $U(t) = V \cos \Omega t$  имеем:

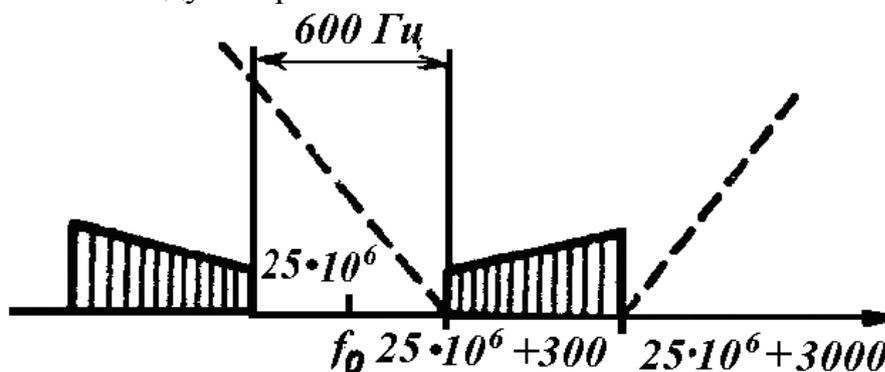
$$V(t) = V; \quad \varphi(t) = \Omega(t);$$

$$\frac{d\varphi(t)}{dt} = \Omega; \quad U = \frac{1}{2} V \cos(\omega_0 + \Omega)t$$

т.е. однополосный сигнал представляет собой гармоническое колебание с амплитудой, пропорциональной амплитуде модулирующего сигнала, и с частотой, отличающейся от несущей на значение равное частоте модулирующего сигнала.

Однополосный сигнал формируется из АМ-колебания путем подавления (полного или частичного) несущей частоты и одной боковой полосы.

Допустим, что передача производится на частоте 25 МГц с полосой модулирующих частот 300...3000 Гц. Спектральная картина для этого случая имеет вид, представленный на рисунке 9.9. Несущая обычно подавляется с помощью балансного модулятора.



**Рисунок 9.9 – Принцип осуществления однополосной модуляции**

При выделении одной из боковых полос с помощью фильтра, например верхней, к фильтру предъявляется требование по значению затухания на границе другой боковой полосы, т.е. нижней. Во избежание создания помех соседним каналом затухание должно быть не менее 40...60 дБ, что соответствует крутизне ската частотной характеристики фильтра  $S_{\Phi} \geq \frac{40...60}{600}$  дБ/Гц = (0.066...0.1) дБ/Гц.

Принято характеризовать крутизну ската частотной характеристики фильтра относительно процентного изменения частоты, т.е.:

$$S'_{\Phi} \geq \frac{D}{\sigma} \%,$$

где  $S'_{\Phi} \geq D/(2F_{\min})$ ,  $\sigma\% = \frac{2F_{\min}}{f_0} \cdot 100$ ;  $D$  – уровень подавления боковой полосы,

дБ;  $F_{\min}$  – минимальная модулирующая частота, Гц;  $f_0$  – несущая частота, Гц.

Для приведенных значений можно вычислить:

$$\sigma\% = \frac{600}{25 \cdot 10^6} \cdot 100 = 0.0024\%.$$

Соответственно для крутизны ската можно записать:

$$S'_{\Phi} \geq \frac{40...60}{0.0024} = (1.67...2.5) \cdot 10^4 \text{ дБ/\%}.$$

Реализация фильтров с такой крутизной ската в ДКМВ-диапазоне не представляется возможной. Например, кварцевые и электромеханические фильтры имеют крутизну ската не более 1000 дБ/%.

Из сказанного следует, что применением обычных (даже очень высококачественных) фильтров убрать одну боковую полосу в АМ-сигнале для формирования ОМ-сигнала невозможно. Поэтому нужны специальные методы формирования однополосного сигнала, которых существует несколько. Однако применение на практике получили только два, которые опишем более подробно. Анализ выражения для  $S'_\Phi$  показывает, что изменять числитель нельзя, так как требования к  $D$  являются нормативными. Следовательно, необходимо изменять  $\sigma\%$ , что говорит о необходимости искусственного разнесения боковых полос. В выражении для  $\sigma\%$  изменять числитель также нельзя, так как нижняя граница модулирующих частот определяется качеством передачи речевого сигнала. Таким образом, искусственное разнесение боковых полос может быть выполнено путем снижения частоты  $f_0$  и соответствующего увеличения  $\sigma\%$ .

Такой метод формирования однополосного сигнала называется *фильтровым* (иногда – методом последовательных преобразований, методом многократного гетеродинамирования). Сущность этого метода заключается в следующем. Боковые полосы частот искусственно смещают с помощью дополнительной модуляции на поднесущих частотах (рисунок 9.16, а). В первом балансном модуляторе БМ<sub>1</sub> напряжение звуковых частот модулирует колебание частоты  $f_1$  (первой поднесущей). При этом частота  $f_1$  выбирается таким образом, чтобы отношение  $\frac{2F_{\min}}{f_1} \cdot 100$  составляло единицы процента. В этом

случае нерабочая боковая полоса (в нашем примере – нижняя) может быть отфильтрована фильтром  $\Phi_1$ . В качестве модулирующего сигнала на БМ<sub>2</sub> поступает сигнал с частотами  $f_1 + \Sigma F$ . При этом вторая поднесущая частота  $f_2$  выбирается из условия  $f_2 \gg f_1$ . В результате боковые полосы частот  $f_2 + (f_1 + \Sigma F)$  и  $f_2 - (f_1 + \Sigma F)$  оказываются разнесенными друг относительно друга сильнее, чем боковые полосы частот на выходе БМ<sub>1</sub>, что повышает эффективность фильтрации нерабочей боковой полосы фильтром  $\Phi_2$ . При использовании кварцевых фильтров первая поднесущая обычно принимается равной 100 кГц (как показано на рисунке 9.16, а).

При использовании электромеханических фильтров первая поднесущая может быть повышена до 200...500 МГц с уменьшением числа ступеней преобразования. Вследствие меньшей по сравнению с кварцевыми фильтрами чувствительности к механическим и температурным воздействиям электромеханические фильтры нашли более широкое применение.

В последующих ступенях преобразования вследствие понижения требований к фильтру возможно использование многозвенных фильтров.

Для конкретных цифр, приведенных на рисунке 9.10, а, определим фильтры конкретных типов. Для первой ступени преобразований:

$$\sigma_1\% = \frac{2F_{\min}}{f_1} \cdot 100 = \frac{600}{10^5} \cdot 100 = 0.6\% ;$$

$$S'_{\Phi_1} = \frac{D}{\sigma_1\%} = \frac{(40...60) \text{ дБ}}{0.6\%} = (66.6...100) \text{ дБ/\%}.$$

В этом случае в качестве  $\Phi_1$  могут быть использованы как кварцевые, так и многозвенные LC-фильтры.

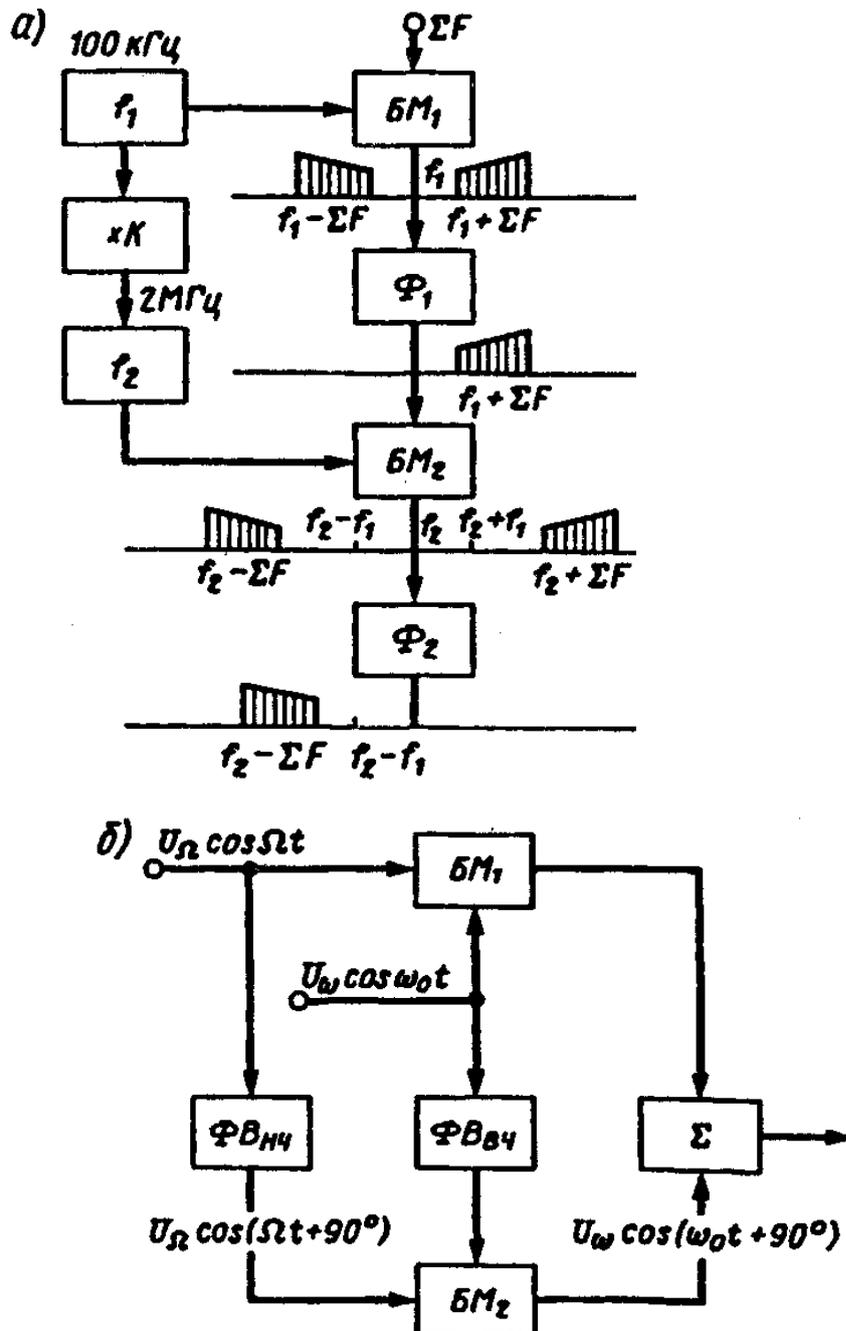


Рисунок 9.10 – Фильтровый (а) и фазоразностный (б) методы формирования однополосного сигнала

Для второй ступени преобразования:

$$\sigma_2 \% = \frac{2F_{\min}}{f_2} \cdot 100 \cong \frac{2 \cdot 10^5}{2 \cdot 10^6} \cdot 100 = 10\% ;$$

$$S'_{\Phi_2} = \frac{D}{\sigma_2 \%} = \frac{(40 \dots 60) \text{ дБ}}{10\%} = (4 \dots 6) \text{ дБ/\%} .$$

В этом случае в качестве  $\Phi_2$  может быть использован обычный  $LC$ -фильтр.

Рассмотренный метод формирования однополосного сигнала обеспечивает достаточно сильное подавление полосы частот и обладает малой критичностью к условиям эксплуатации. По этим причинам фильтровой метод находит наиболее широкое применение в современных радиопередатчиках.

Другим методом, применяемым на практике, является фазоразностный (или фазокомпенсационный) метод, при котором формирование однополосного сигнала осуществляется подбором фазовых соотношений колебаний в спектре АМ-сигнала, обеспечивающих подавление несущей и одной из боковых полос (рисунок 9.10, б).

Требуемые фазовые соотношения обеспечиваются фазовращателями на  $\pi/2$  по высокой  $F_{ВЧ}$  и низкой  $F_{НЧ}$  частотам. На два балансных модулятора подаются сигналы без фазовых сдвигов  $БМ_1$  и с фазовыми сдвигами на  $\pi/2$  –  $БМ_2$ . При этом сигнал на выходе сумматора  $\Sigma$  становится однополосным:

$$U_{\Sigma} = U_1 + U_2 = U_{\Omega} \cos \Omega t \cdot U_{\omega} \cos \omega_0 t + U_{\Omega} \cos(\Omega t + 90^\circ) \cdot U_{\omega} \cos(\omega_0 t + 90^\circ) =$$

$$= U_{\Omega} U_{\omega} [\cos \Omega t \cdot \cos \omega_0 t + \sin \Omega t \cdot \sin \omega_0 t] = U_{\Omega} U_{\omega} \cos(\omega_0 - \Omega) t .$$

По существу, в этом методе физически реализуется преобразование Гильберта, т.е. формируется аналитический сигнал, о чем говорилось выше.

Недостатками рассматриваемого метода формирования однополосного сигнала являются высокие требования по точности обеспечения фазовых сдвигов порядка 1% и амплитудной симметрии каналов (приблизительно 0.5%).

**Особенности построения радиопередатчиков ОМ-сигнала.** Одним из важнейших элементов радиопередатчика с ОМ является балансный модулятор (рисунок 9.11). В состав БМ входят: низкочастотный трансформатор  $T1$ ,

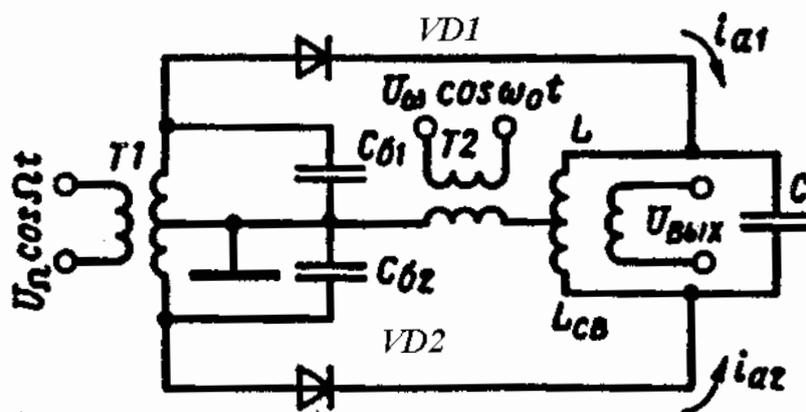


Рисунок 9.11 – Схема балансного модулятора

на вход которого подается модулирующий сигнал, при тональной модуляции, имеющей вид  $U_{\Omega} \cos \Omega t$ ; два полупроводниковых диода  $VD1$  и  $VD2$ ; высокочастотный трансформатор  $T2$ , на вход которого подается высокочастотный сигнал  $U_{\omega} \cos \omega_0 t$ ;  $LC$ -контур с катушкой связи, с которой снимается выходное напряжение. Блокировочные емкости  $C_{б1}$  и  $C_{б2}$  предназначены для шунтирования вторичной обмотки трансформатора  $T1$  по несущей частоте  $\omega_0$ .

Характеристики диодов  $VD1$  и  $VD2$ , которые могут быть аппроксимированы выражением вида  $i_a = a_0 + a_1 U + a_2 U^2 + \dots$ , предполагаются одинаковыми.

Поскольку напряжение несущей частоты подается на диоды в фазе, а модулирующий сигнал в противофазе, напряжения, приложенные к диодам, запишутся:

$$\begin{aligned} U_1 &= U_{\omega} \cos \omega_0 t + U_{\Omega} \cos \Omega t; \\ U_2 &= U_{\omega} \cos \omega_0 t - U_{\Omega} \cos \Omega t. \end{aligned}$$

Подставляя  $U_1$  и  $U_2$  в выражение для  $i_a$ , ограничиваясь тремя первыми членами разложения и учитывая, что диоды подключены к контуру встречно, для тока, протекающего через контур, можно записать:

$$i_K = i_{a1} - i_{a2} = 2a_1 U_{\Omega} \cos \Omega t + a_2 U_{\Omega} U_{\omega} [\cos(\omega_0 - \Omega)t + \cos(\omega_0 + \Omega)t].$$

В спектре сигнала на выходе БМ отсутствует составляющая несущей частоты. Для нормальной работы БМ необходимы симметрия схемы и идентичность характеристик диодов, либо тщательная балансировка схемы. Учет при аппроксимации характеристик диодов членов высших порядков приводит к появлению в спектре выходного сигнала нечетных гармоник частоты  $\Omega$  и гармоник частоты  $\omega_0$ , а также комбинационных составляющих. Для снижения уровня этих продуктов преобразования используют кольцевую схему БМ, состоящую из двух простых БМ, работающих на общую нагрузку (рисунок 9.12).

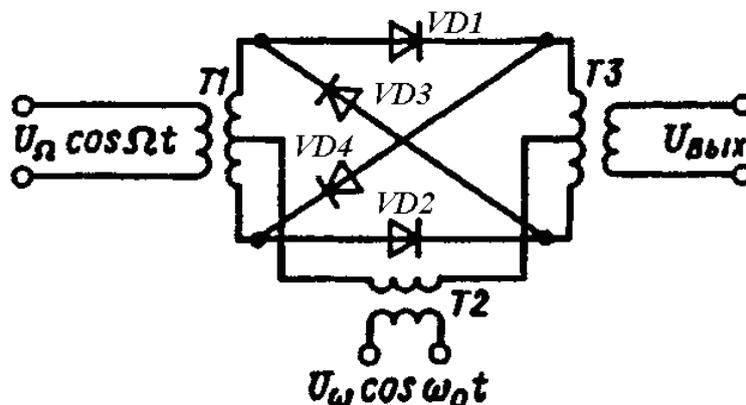


Рисунок 9.12 – Кольцевой балансный модулятор

Данная схема является мостовой и при полной ее симметрии на выходе отсутствуют как несущая частота, так и нечетные гармоники частоты  $\Omega$  и боковые частоты, образованные четными гармониками частоты  $\omega_0$ . При тщательной балансировке схемы и выполнении условия  $U_\omega = (10 \dots 20)U_\Omega$  обеспечивается подавление несущей на минус 25...40 дБ по отношению к максимальному уровню сигнала на выходе БМ.

К дополнительным особенностям построения радиопередатчиков с ОМ следует отнести и построение усилительных каскадов ОМ-сигнала. Усилитель должен обеспечивать малый уровень искажений в полосе частот и обеспечивать высокий КПД. Эти требования являются противоречивыми, поскольку для обеспечения высокого коэффициента полезного действия необходимо, чтобы выходные каскады работали с отсечкой тока, а это приводит к увеличению нелинейных искажений.

Нелинейные искажения ОМ-сигнала связаны как с нелинейностью амплитудной модуляционной характеристики усилителя, так и с зависимостью фазы выходного сигнала от его уровня.

Высокая линейность амплитудной модуляционной характеристики может быть обеспечена при работе усилительного каскада в недонапряженном режиме без отсечки тока ( $\theta = 180^\circ$ ), либо с углом отсечки  $\theta = 90^\circ$ . Однако первый из режимов вследствие низкого КПД целесообразно использовать лишь в маломощных каскадах предварительного усиления.

Высокая линейность при угле отсечки  $\theta = 90^\circ$  трудно реализуема из-за наличия криволинейного начального участка статических характеристик электронного прибора.

В мощных выходных каскадах используют режим работы с углом отсечки  $\theta < 180^\circ$ . При этом для достижения линейности амплитудной модуляционной характеристики поддерживается постоянство угла отсечки  $\theta$  в диапазоне входного тока  $I_{ВХ} = 0 \dots I_{\max}$ , для чего на эмиттерный переход усилительного каскада подается комбинированное смещение (рис. 9.13).

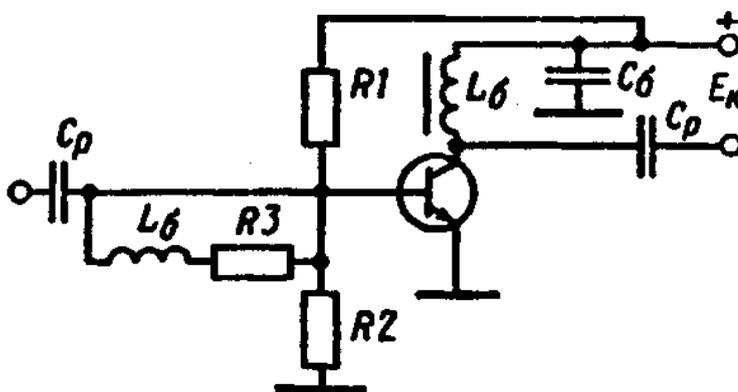


Рисунок 9.13 – Схема усилителя мощности для однополосного сигнала

Комбинированное смещение образуется путем суммирования принудительного отпирающего смещения:

$$E_{\text{ПР}} = E_{\text{К}} \frac{R_1}{R_1 + R_2} - E'_{\text{Б}},$$

где  $R_1, R_2$  – резисторный делитель напряжения;  $E'_{\text{Б}}$  – напряжение отсечки по базе и автоматического запирающего смещения, создаваемого током базы на сопротивлении:

$$R_{\text{АВТ}} = R_3 + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2},$$

где  $R_3$  – сопротивление автосмещения.

В указанной схеме подачи смещения (рисунок 9.13) необходимо обеспечение высокой стабильности напряжения питания, от которого зависит режим работы каскада.

## 10 АНАЛОГОВЫЕ ВИДЫ МОДУЛЯЦИИ С ИМПУЛЬСНОЙ ПЕРЕДАЧЕЙ СИГНАЛА [2]

### 10.1 Общие понятия

При импульсной модуляции ток в антенне присутствует в течение короткого отрезка времени, равного длительности импульса  $\tau \ll T$ , где  $T$  – период следования импульсов. Отношение  $q = \frac{T - \tau}{\tau} \cong \frac{1}{\tau F}$  называется скважностью импульсов, где  $F = \frac{1}{T}$  – частота следования импульсов.

В радиосистемах гражданской авиации обычно применяют импульсная модуляция (ИМ) с параметрами:  $\tau = 0.1 \dots 2$  мкс,  $F = 50 \dots 5000$  имп/с.

Импульсная  $P_{\text{и}}$  и средняя  $P_{\text{ср}}$  мощности радиопередатчика при ИМ определяются из соотношений:

$$P_{\text{и}} = \frac{\mathcal{E}}{\tau};$$

$$P_{\text{ср}} = \frac{\mathcal{E}}{T} = \frac{P_{\text{и}}\tau}{T} = P_{\text{и}}\tau F = \frac{P_{\text{и}}}{q},$$

где  $\mathcal{E}$  – энергия одиночного импульса;  $q$  – скважность импульсов.

Основным элементом при ИМ является импульсный модулятор, основные элементы которого – накопитель энергии и коммутирующий прибор. По типу накопителя энергии импульсные модуляторы подразделяются на два типа:

- модуляторы с емкостным накопителем *в режиме неполного разряда*;
- модуляторы с емкостным, индуктивным и комбинированным накопителями *в режиме полного разряда*.

В качестве коммутирующих приборов могут использоваться электронная лампа, транзистор, ионные приборы, тиристор, нелинейная индуктивность.

Из возможных форм импульсов в гражданской авиации применяют в основном прямоугольный импульс.

Реальная форма импульса модулятора (рисунок 10.1) характеризуется длительностью фронта  $\tau_{\text{ф}} = (0.1 \dots 0.2)\tau$ , длительностью спада  $\tau_{\text{с}} = (0.2 \dots 0.3)\tau$ , спадом плоской вершины  $\frac{\Delta U}{U} = 0.05 \dots 0.1$ .

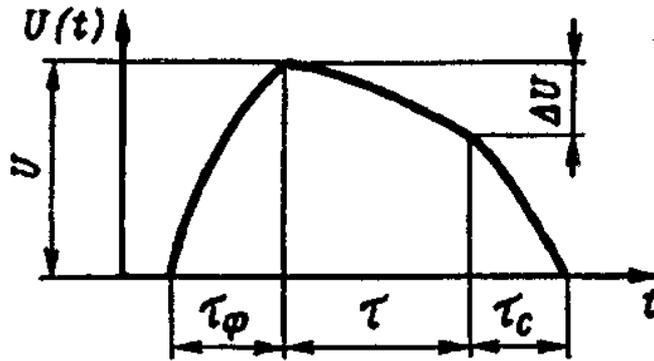


Рисунок 10.1 – Реальная форма прямоугольного импульса

Импульсы могут быть отрицательными (если используется магнетрон), либо положительными (если используются электронные лампы).

## 10.2 Импульсные модуляторы с неполным разрядом накопителя

В качестве накопителя энергии в модуляторах с неполным разрядом используется емкость, а в качестве коммутирующего устройства (ключа) – электронная лампа.

В обобщенной схеме такого модулятора (рисунок 10.2, а) в промежутках между импульсами ключ разомкнут, и накопительный конденсатор  $C_H$  заряжается через сопротивление  $R_3$  и нагрузку  $R_H$ , которая представляет собой сопротивление генератора СВЧ по постоянному току. Выбирая сопротивление  $R_3$  и соответственно постоянную времени цепи заряда  $\tau = R_3 C_H$  достаточно большими, можно процесс заряда сделать достаточно медленным. Во время поступления запускающего импульса, когда осуществляется генерация СВЧ-колебаний, ключ замыкается и конденсатор  $C_H$  разряжается на нагрузку с постоянной времени  $\tau_{\text{РАЗР}} = R_H C_H$ . Поскольку  $R_H \ll R_3$ , процесс разряда происходит во много раз быстрее, чем процесс заряда, т.е.  $\tau_{\text{РАЗР}} \ll \tau_{\text{ЗАР}}$ . При этом влияние цепи заряда на значение тока в нагрузке при разряде можно не учитывать.

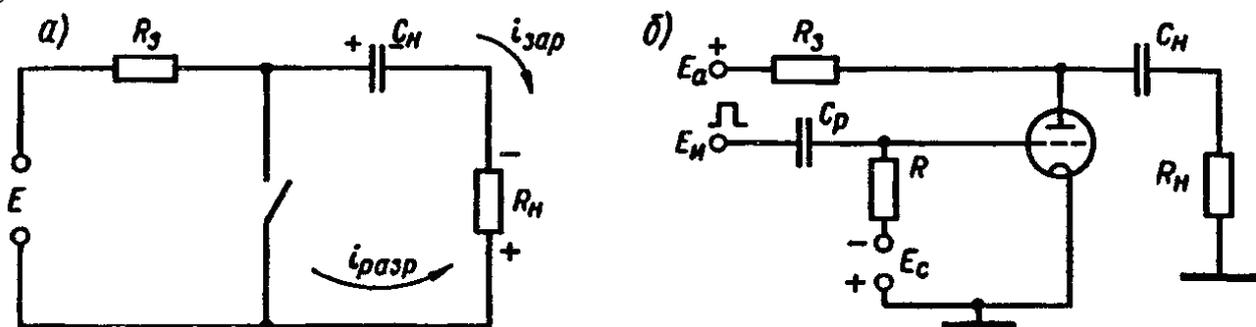


Рисунок 10.2 – Обобщенная (а) и принципиальная (б) схемы импульсного модулятора с неполным разрядом накопителя

В принципиальной схеме импульсного модулятора (рисунок 10.2, б) в качестве ключа используется электронная лампа, закрытая отрицательным смещением  $E_C$ . Она открывается импульсами положительной полярности длительностью  $\tau$ , поступающими с выхода подмодулятора.

Емкость  $C_H$  конденсатора должна быть достаточно большой, чтобы за время его разряда напряжение не понижалось ниже допустимого. Уменьшение напряжения на  $C_H$  за время действия импульса составляет  $\Delta U = U_{\max} - U_{\min}$  (рисунок 10.3). Разряд конденсатора  $C_H$  через сопротивление  $R_i + R_H$  ( $R_i$  – внутреннее сопротивление лампы по постоянному току) происходит по экспоненциальному закону. Поэтому можно записать:

$$U_{\min} = U_{\max} \exp\left\{-\frac{\tau}{(R_i + R_H)C_H}\right\},$$

откуда получим:

$$\frac{\Delta U}{U_{\max}} = 1 - \exp\left\{-\frac{\tau}{(R_i + R_H)C_H}\right\}.$$

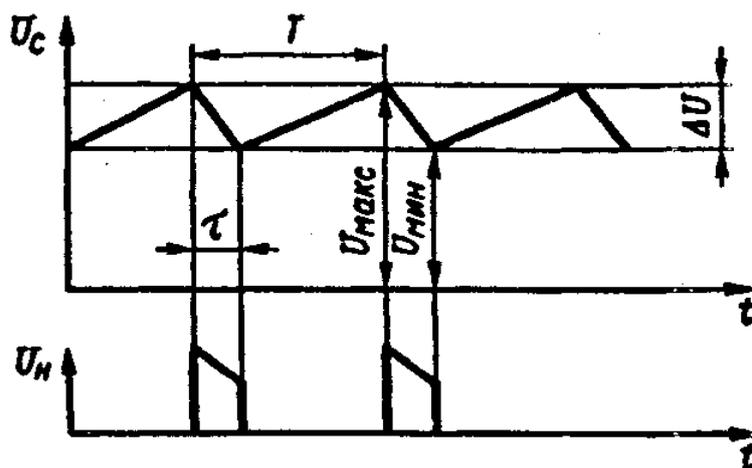


Рисунок 10.3 – Эпюры напряжений на накопительном конденсаторе и на нагрузке

Чтобы спад плоской вершины за время действия импульса не превышал 5...10%, должно выполняться условие  $\tau \ll (R_i + R_H)C_H$ , поэтому, раскладывая последнее выражение в ряд, можно ограничиться двумя первыми членами ряда, т.е.:

$$\frac{\Delta U}{U_{\max}} \cong -\frac{\tau}{(R_i + R_H)C_H}.$$

Так как  $\Delta U \ll U_{\max}$ , ток во время разряда в первом приближении можно полагать постоянным и равным:

$$I_0 = \frac{U_{\max}}{R_i + R_H}.$$

Соответственно получим:

$$\frac{\Delta U}{I_0(R_H + R_i)} = \frac{\tau}{(R_H + R_i)C_H}$$

и окончательно

$$C_H = \frac{I_0 \tau}{\Delta U}.$$

Это соотношение позволяет определять величину  $C_H$ .

Энергия, получаемая накопителем во время пауз между импульсами и передаваемая в цепь разряда, равна разности энергий в начале и конце разряда:

$$\mathcal{E}_C = C_H \frac{U_{\max}^2 - U_{\min}^2}{2}.$$

Коэффициент полезного действия цепи заряда:

$$\eta_3 = \frac{\mathcal{E}_C}{\mathcal{E}_0}.$$

Энергия, отдаваемая источником питания при заряде конденсатора:

$$\mathcal{E}_0 = \int_0^t E i_3 dt = E \int_0^t i_3 dt = E q = E C_H (U_{\max} - U_{\min}),$$

где  $E$  – напряжение источника питания;  $i_3$  – сила тока заряда;  $q$  – величина заряда.

В результате получаем:

$$\eta_3 = \frac{U_{\max} - U_{\min}}{2E}.$$

Так как  $\frac{\Delta U}{U_{\max}} = 0.05 \dots 0.1$ , то  $\eta_3 = 0.95 \dots 0.98$ .

Поскольку магнетрон так же, как и диод, пропускает ток от анода к катоду, для обеспечения пути тока заряда он должен быть зашунтирован активным сопротивлением  $R_{Ш}$ . С учетом того, что ток, проходящий через  $R_{Ш}$ , вызывает потери мощности, необходимо выполнение условия  $R_{Ш} = (10 \dots 20)R_H$ .

Отметим, что в реальных схемах магнетрон обычно шунтируется паразитной емкостью  $C_{П} = (50 \dots 100)$  пФ, образованной параллельным соединением емкости монтажа, входной емкости магнетрона и выходной емкости модуляторной лампы. При этом длительности фронта и спада импульса зависят соответственно от времени заряда и разряда емкости  $C_{П}$ .

Заряд  $C_{П}$  происходит при отсутствии тока через магнетрон, возникающего лишь при достижении анодным напряжением уровня, близкого к нормальному. При разряде  $C_{П}$  через  $R_{Ш}$ , которое должно выбираться достаточно большим, процесс разряда происходит медленно, что приводит к затягиванию спада импульса (кривая 1, рисунок 10.4). Для уменьшения длительности спада импульса вместо  $R_{Ш}$  параллельно магнетрону включают индуктивность  $L$ , образующую вместе с  $C_{П}$  колебательный контур (рисунок 10.5). При этом

процесс разряда  $C_{\Pi}$  после запираания модуляторной лампы носит колебательный характер (кривая 2, см. рисунок 10.4).

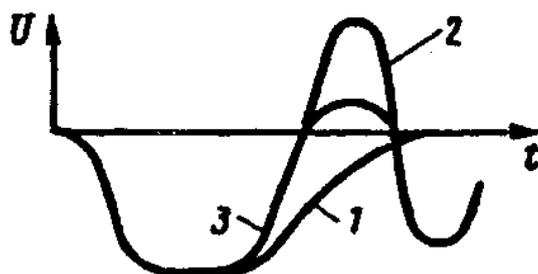


Рисунок 10.4 – Изменение спада импульса при различных условиях

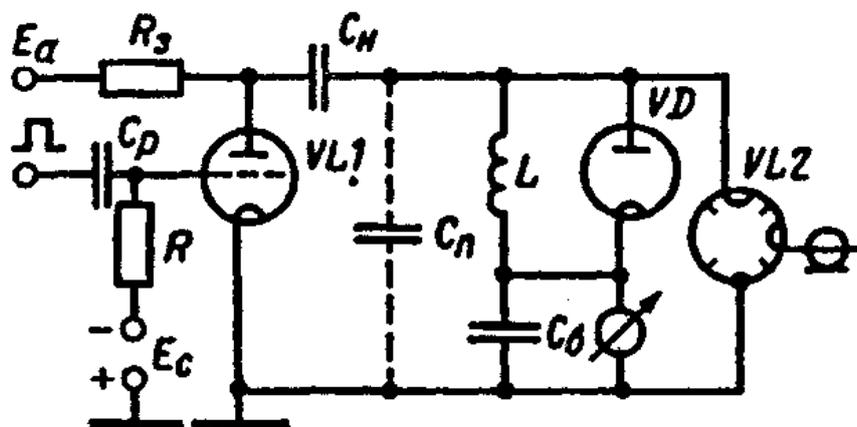


Рисунок 10.5 – Практическая схема импульсного модулятора с неполным разрядом накопителя

Уменьшение индуктивности  $L$  приводит к уменьшению периода колебаний и, соответственно, времени спада. Однако при этом увеличивается сила тока СВЧ-колебаний, ответвляющегося в индуктивность, что невыгодно с энергетической точки зрения.

При малом затухании в колебательном контуре  $LC_{\Pi}$  возможно повторное возбуждение магнетрона. Кроме того, поскольку во время действия положительной полуволны колебательного процесса модуляторная лампа оказывается под суммарным напряжением, образованным напряжениями, приложенными к контуру и накопительному конденсатору, возможен пробой лампы. Во избежание пробоя в схему вводится демпфирующий диод  $VD$ , вносящий большое затухание при положительной полярности (кривая 3, см. рисунок 10.4). Через миллиамперметр проходит ток заряда и в противоположном направлении – часть тока разряда, что позволяет судить о режиме работы магнетрона.

Генератор СВЧ может быть подключен к модулятору через импульсный трансформатор. Это позволяет повысить напряжение и изменить полярность импульсов, что необходимо при использовании в качестве генератора электронной лампы.

К достоинствам импульсного модулятора с неполным разрядом накопителя относятся: возможность получения формы импульса, близкой к прямоугольной; простота изменения длительности импульса; высокий КПД цепи заряда.

Недостатки:

- жесткие требования, предъявляемые к форме пусковых импульсов, определяющих форму модулирующих импульсов, а соответственно относительная сложность схемы подмодулятора;

- низкий КПД цепи разряда вследствие относительно большого внутреннего сопротивления электронной лампы, необходимость применения которой в качестве коммутирующего прибора связана с неполным разрядом накопителя;

- невозможность получения импульсов большой мощности, что определяется ограниченными возможностями электронной лампы в части пропуска больших токов.

### 10.3 Импульсные модуляторы с полным разрядом накопителя

Процесс разряда накопителя в рассмотренной схеме модулятора может осуществляться полностью, если после замыкания ключа цепь разряда не размыкается до прекращения тока в цепи. При этом импульс, выделяемый в нагрузку, имеет экспоненциальную форму и, следовательно, далек от прямоугольного (рисунок 10.6). Величина  $C_H$  в этом случае может быть много меньше, чем при ее неполном разряде. Кроме того, коммутатор должен только замыкать цепь разряда в начале каждого пускового импульса, так как размыкаться цепь может без участия коммутатора после полного разряда накопителя. При этом может использоваться ионный коммутатор, который в отличие от электронной лампы вследствие малого падения напряжения на нем обеспечивает высокий КПД и позволяет пропускать большие токи разряда накопителя.

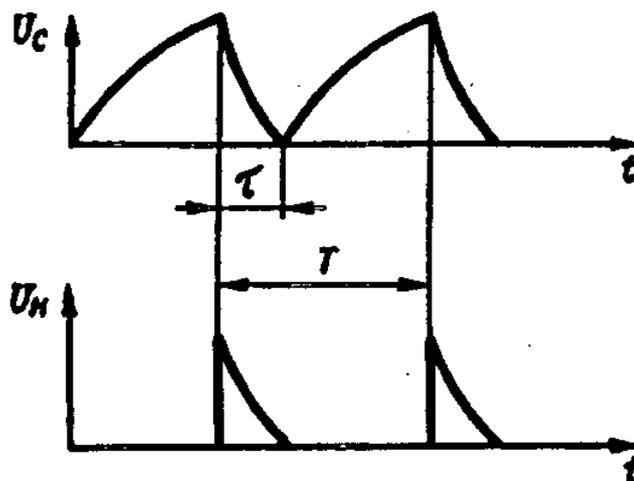


Рисунок 10.6 – Форма импульса при полном разряде накопителя

Однако плохая форма импульса не позволяет использовать в режиме полного разряда простой емкостный накопитель. Достоинства этого режима при хорошей форме импульсов проявляются при реализации накопителя энергии в виде искусственной линии. В этом случае импульс формируется непосредственно в самом модуляторе, и его форма не определяется формой пусковых импульсов.

Для пояснения принципа работы модулятора рассмотрим длинную линию, разомкнутую на обоих концах (рисунок 10.7, *a*). Волновое сопротивление линии:

$$\rho = \sqrt{\frac{L_1}{C_1}},$$

где  $L_1$  и  $C_1$  – погонные индуктивность и емкость.

Будучи заряженной, такая линия, как и обычный конденсатор, является емкостным накопителем электростатической энергии. При замыкании линии на активное сопротивление  $R_H$  происходит ее разряд (рисунок 10.6), сопровождающийся появлением прямой и обратной волн, распространяющихся со скоростью  $V$  вдоль линии. При этом по отношению к сопротивлению  $R_H$  линия может рассматриваться как генератор постоянного напряжения с ЭДС  $E$  и внутренним сопротивлением  $\rho$ .

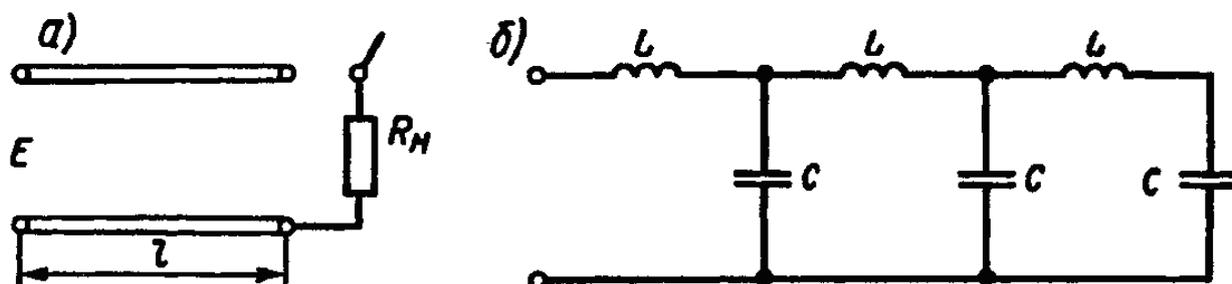


Рисунок 10.7 – Длинная линия с переключаемой нагрузкой (*a*) и искусственная линия (*б*)

Нетрудно убедиться в том, что при идеальном согласовании линии с нагрузкой, т.е. при  $\rho = R_H$ , в течение времени  $\tau = \frac{2l}{V}$  пробега волны от нагруженного конца линии до разомкнутого и обратно на нагруженном конце существует напряжение  $U_H = 0.5E$ . Таким образом, разряд линии дает прямоугольный импульс длительностью  $\tau$ . При  $R > \rho$  напряжение имеет ступенчатую форму, при  $R < \rho$  происходит частичный перезаряд линии.

Недостатком рассмотренного метода формирования импульсов является большая длина линии. Так, при  $\tau = 1$  мкс для двухпроводной линии имеем

$$l = \frac{\tau V}{2} = \frac{10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^8}{2} = 150 \text{ м.}$$

При использовании коаксиального кабеля с твердым диэлектриком благодаря уменьшению скорости  $V$  распространения волн длина линии может быть уменьшена до 75 м. Однако даже такие длины практически нереализуемы, поэтому используют искусственные линии (ИЛ) цепочечного типа (рисунк 10.7, б).

Свойства ИЛ, представляющей собой цепь с сосредоточенными параметрами, отличаются от свойств линии с распределенными параметрами и приближаются к ним с увеличением числа  $LC$ -цепочек.

Волновое сопротивление ИЛ будет  $\rho = \sqrt{\frac{L}{C}}$ . При этом условие ее согласования с нагрузкой записывается как:

$$\rho = R_H = \sqrt{\frac{L}{C}};$$

$$L = CR_H^2.$$

Необходимая емкость ячейки может быть определена из условия равенства запасенной в линии энергии и энергии, расходуемой на  $R_H$ :

$$\frac{nCE^2}{2} = \frac{\tau U_H^2}{R_H} = \frac{\tau E^2}{4R_H},$$

где  $n$  – число ячеек ИЛ.

Отсюда получаем:

$$C = \frac{\tau}{2nR_H};$$

$$L = \frac{\tau R_H}{2n}.$$

Обычно сопротивление генератора по постоянному току равно нескольким килоомам. Включение линии непосредственно на генератор нецелесообразно, так как из условия согласования ИЛ с нагрузкой при этом необходима малая емкость ячеек, соизмеримая с паразитными емкостями. Поэтому разряд ИЛ на генератор осуществляется через согласующий импульсный трансформатор. Дополнительным преимуществом ИЛ является возможность использования пониженного напряжения питания линии (при повышающем импульсном трансформаторе – ИТ).

В согласованном режиме с учетом того, что  $\rho = R_H$ ,  $E = 2U_H$ , мощность, отдаваемая во время импульса ИЛ в нагрузку, будет:

$$P_{И} = \frac{U_H^2}{R_H} = \frac{E^2}{4\rho},$$

откуда для расчета напряжения заряда ИЛ имеем:

$$E = \sqrt{4\rho P_{И}}.$$

Форма импульсов с увеличением числа ячеек приближается к прямоугольной, становясь таковой при  $n = \infty$ , что физически невозможно. Поэтому

число ячеек берется в пределах  $n = 3 \dots 11$  в зависимости от требований, предъявляемых к прямоугольности импульсов.

При заряде ИЛ через  $R_3$  КПД процесса заряда низок. В связи с этим заряд ИЛ целесообразно производить не через резистор  $R_3$ , а через зарядный дроссель  $L_3$ , с помощью которого в зарядной цепи организуется колебательный (резонансный) режим заряда ИЛ.

Величина  $L_3$  выбирается таким образом, чтобы период собственных колебаний  $T_3$  последовательного контура, образованного дросселем  $L_3$  и  $C_{\text{Л}} = nC$ , удовлетворял условию:

$$T_3 = 2\pi\sqrt{L_3 C_{\text{Л}}} = 2T,$$

где  $C_{\text{Л}}$  – емкость линии;  $T$  – период повторения импульсов.

Характер колебательного процесса заряда ИЛ показан на рисунок 10.8.

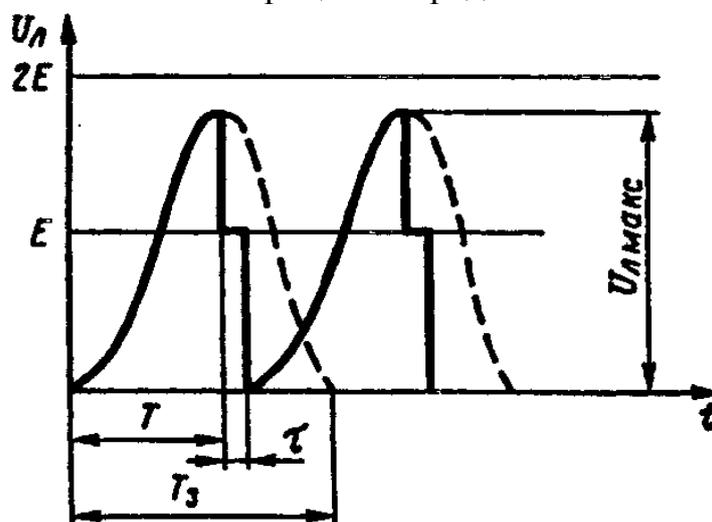


Рисунок 10.8 – Колебательный процесс заряда искусственной линии

Поскольку для индуктивности ИЛ справедливо неравенство  $L_{\text{Л}} = nL \ll L_3$ , ее в первом приближении при анализе процесса заряда можно не учитывать. Процесс заряда будет колебательным при выполнении условия:

$$r_3 = 2\sqrt{\frac{L_3}{C_{\text{Л}}}},$$

где  $r_3$  – эквивалентное активное сопротивление цепи заряда.

Напряжение на ИЛ достигает максимума при  $\omega_3 t = \pi$  и  $t = T = \frac{T_3}{2}$ .

Использование колебательного режима заряда ИЛ позволяет почти вдвое снизить напряжение источника питания.

КПД цепи заряда составляет  $\eta_3 \cong 0.92 \div 0.96$ .

Для упрощения задачи синхронизации частоты собственных колебаний цепи заряда с частотой повторения импульсов, обеспечивающих поджиг ионного прибора (обычно водородного тиратрона) в момент, когда  $U_{\text{Л}} = U_{\text{Л max}}$ , в схему обычно включают диод. Этот диод, препятствуя разряду накопителя на

источник питания, сохраняет напряжение  $\tau U_H^2$  до прихода пускового импульса.

Для устранения всплеска на фронте импульса, обусловленного ненагруженностью ИТ в момент запуска магнетрона, представляющего при отсутствии генерации большое сопротивление (т.е.  $R_H \gg \rho$ ), параллельно первичной обмотке ИТ в схему включают корректирующую цепь  $C_K R_K$ . Ток заряда конденсатора создает нагрузку для ИТ на время отсутствия генерации. Постоянную времени корректирующей цепи выбирают таким образом, чтобы ее заряд заканчивался к моменту начала генерации

К достоинствам импульсного модулятора с полным разрядом накопителя относятся: высокий КПД как зарядной, так и разрядной цепи накопителя; отсутствие жестких требований к форме пусковых импульсов, формируемых подмодулятором; возможность обеспечения значительных мощностей передатчика.

Недостатки: отсутствие возможности управления длительностью импульсов, заметное отличие формы импульсов от прямоугольной, относительная сложность схемы.

#### 10.4 Дискретная модуляция (манипуляция)

Дискретная модуляция может рассматриваться как разновидность импульсной модуляции. Дискретную модуляцию используют для передачи двоичных сигналов в телеуправлении, цифровой связи, при обмене информацией между ЭВМ и т.д. При передаче дискретных сообщений используют две операции: кодирование и манипуляцию.

В процессе *кодирования* каждый знак дискретного сообщения передается определенной последовательностью символов кода, являющегося некоторой комбинацией простейших сигналов-импульсов электрического тока, по форме близких к прямоугольным. Для передачи этих сигналов по радиоканалу высокочастотные колебания манипулируются.

Процесс манипуляции заключается в скачкообразном изменении одного из параметров гармонических колебаний. Манипуляция может быть амплитудной (АМн), частотной (ЧМн), фазовой (ФМн) и комбинированной, а также может представлять различные модификации исходных видов манипуляций.

Рассмотрим методы осуществления манипуляций. В случае АМн радиопередатчик должен отпираться при передаче «1» и запирается при передаче «0». Эти операции целесообразно проводить в каскаде, непосредственно следующем за буферным усилителем. Производить манипуляцию в возбуждательном и буферном каскаде нецелесообразно, так как это приведет к ухудшению стабильности частоты, а в мощных каскадах нецелесообразно, так как возникает необходимость коммутации сильноточных цепей.

В транзисторных каскадах АМн осуществляется по схеме, показанной на рисунке 10.9, а.

В цепь смещения транзистора  $VT1$  усилительного каскада включены источник питания цепи смещения  $E_C$ , делитель напряжения  $R_1, R_2$  и электронный ключ  $K$ , выполненный на транзисторе  $VT2$ , выходная цепь которого включена параллельно резистору  $R_2$ . Необходимое для запираания транзистора  $VT1$  напряжение подбирают с помощью делителя  $R_1, R_2$  при закрытом транзисторе  $VT2$ .

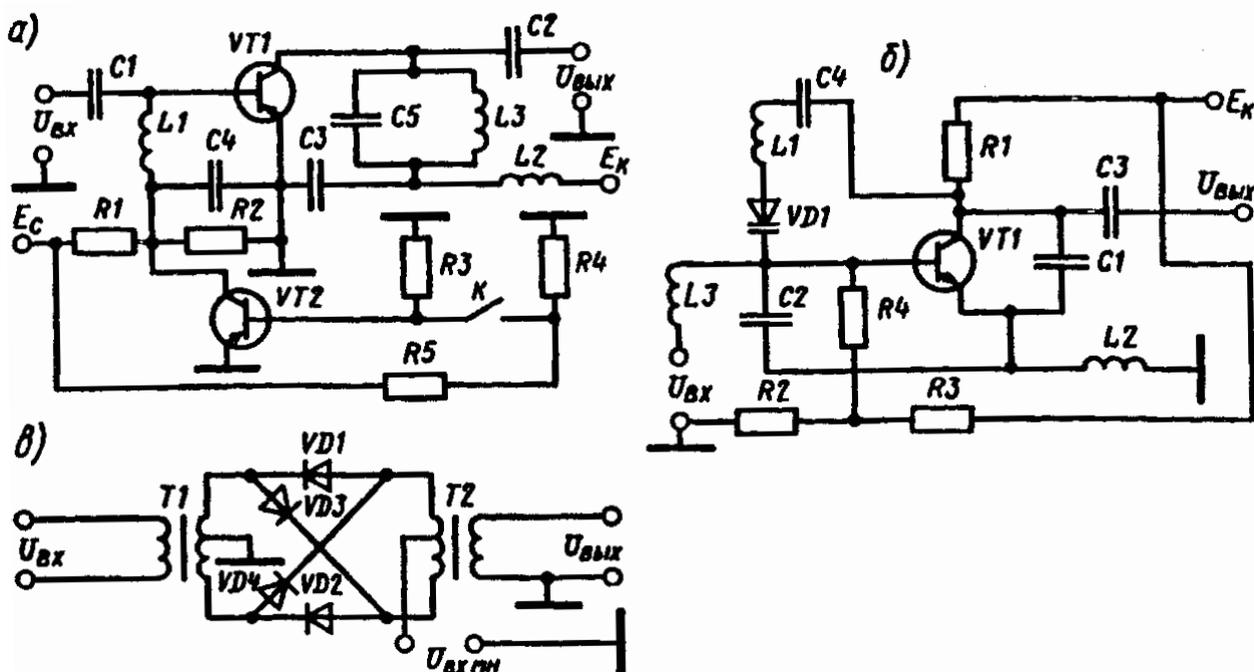


Рисунок 10.9 – Схемы для получения АМн (а), ЧМн (б), ФМн (в)

При замыкании ключа  $K$  на базу транзистора  $VT2$  поступает отпирающее смещение, переводящее его из закрытого состояния в состояние насыщения. В результате выходная цепь  $VT2$  своим малым сопротивлением шунтирует резистор  $R_2$ . При этом напряжение на базе  $VT1$  уменьшается до  $E_B = 0$ , что требуется для работы усилителя с углом отсечки  $\theta = 90^\circ$ .

При ЧМн радиопередатчик при передаче «1» излучает частоту  $f_1$ , а при передаче «0» – частоту  $f_2$ . Это может достигаться путем переключения кварцевого резонатора в автогенераторе. Такой метод манипуляции называется ЧМн с разрывом фазы.

При ЧМн без разрыва фазы скачкообразное изменение частоты достигается подключением к кварцевому резонатору и отключением от него реактивных элементов (рисунок 10.9, б). На схеме в контур автогенератора включен варикап, на который при замкнутом ключе поступает напряжение, обеспечивающее частоту генерации.

При разомкнутом ключе генерируется другая частота, соответствующая другой емкости варикапа.

При ЧМн с разрывом фазы спектр колебаний на выходе радиопередатчика представляет собой композицию двух независимых спектров, таких же, как при АМн, разнесенных на частоту сдвига  $f_1 - f_2$ . При ЧМн без разрыва фазы ширина спектра зависит от индекса частотной манипуляции.

Манипуляция на  $180^\circ$  фазы при ФМн осуществляется с помощью схемы, представленной на рисунке 10.9, в. При подаче на манипуляционный вход  $U_{\text{ВХ}} \text{ мн}$  посылок разной полярности открываются диоды  $VD1$ ,  $VD2$  или  $VD3$ ,  $VD4$ . При этом на первичную обмотку трансформатора  $\text{Tr}2$  подается с выхода трансформатора  $\text{Tr}1$  ВЧ-сигнал с одной или противоположной фазой, что приводит к манипуляции на  $180^\circ$  фазы выходного сигнала.

### 10.5 Магнитные импульсные модуляторы

**Нелинейная индуктивность.** В магнитных импульсных модуляторах в качестве коммутирующего элемента используется нелинейная индуктивность. Такой модулятор относится к классу *импульсных модуляторов с полным разрядом накопителя*, поэтому в качестве накопителя используется искусственная линия и применяется колебательный режим заряда.

Нелинейная индуктивность как коммутирующий прибор обладает следующими достоинствами: высокой эксплуатационной надежностью; высокой механической прочностью; отсутствием теплоинерционных элементов, обеспечивающим постоянную готовность модулятора к работе.

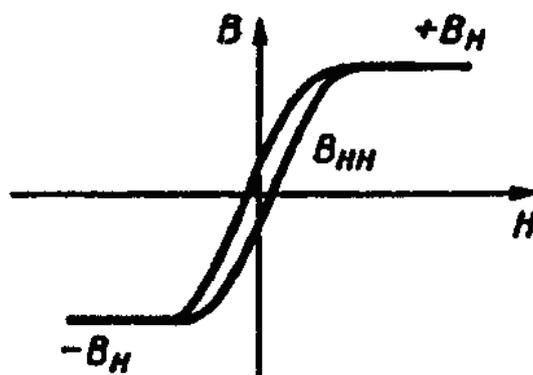


Рисунок 10.10 – Узкая «прямоугольная» петля гистерезиса

Нелинейная индуктивность представляет собой катушку с сердечником из специального ферромагнитного материала, обладающую узкой и почти прямоугольной петлей гистерезиса (рисунок 10.10).

Участки кривой намагничивания с большой крутизной соответствуют ненасыщенному состоянию сердечника, а участки с малой крутизной – насыщенному состоянию. Поскольку магнитная проницаемость определяется соотношением  $\mu = \frac{dB}{dH}$ , очевидно, ее значение для насыщенного состояния  $\mu_{\text{н}}$

во много раз меньше значения  $\mu_{\text{нн}}$  для ненасыщенного состояния. Индуктивность катушки для этих состояний:

$$L_{\text{н}} = \frac{N^2 A \mu_{\text{н}}}{l};$$

$$L_{\text{нн}} = \frac{N^2 A \mu_{\text{нн}}}{l},$$

где  $N$  – число витков катушки;  $A$  – площадь поперечного сечения сердечника;  $l$  – длина средней магнитной линии.

На рисунке 10.10  $B_{\text{н}}$ ,  $B_{\text{нн}}$  – магнитная индукция при состояниях сердечника соответственно в насыщенном и ненасыщенном состоянии.

С учетом соотношения  $\mu_{\text{н}} \ll \mu_{\text{нн}}$  получим  $L_{\text{н}} \ll L_{\text{нн}}$ , что и позволяет использовать нелинейную индуктивность в качестве коммутирующего элемента.

**Простейший модулятор.** В интервале между импульсами с помощью подмагничивающего сердечника с обмоткой  $L_{\text{п}}$  (рисунок 10.11) рабочая точка удерживается в ненасыщенной части кривой намагничивания. При этом индуктивность  $L_{\text{к}}$  катушки велика. Во время действия импульса рабочая точка переходит в область магнитного насыщения сердечника, что приводит к резкому уменьшению индуктивности катушки и быстрому разряду накопителя через нее в нагрузку. Модулятор питается от источника переменного тока, частота которого равна частоте следования импульсов. Собственная частота цепи заряда принимается равной частоте питающего переменного тока.

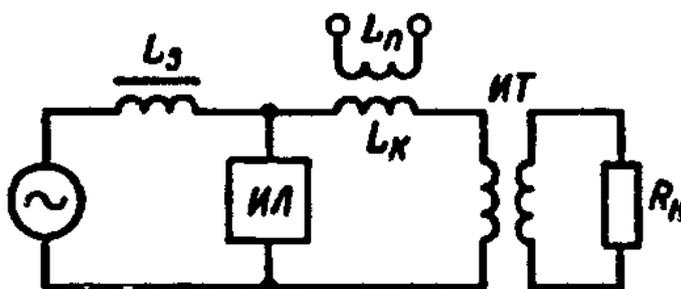


Рисунок 10.11 – Простейший магнитный импульсный модулятор

При рассмотрении процессов, происходящих в простейшем магнитном модуляторе (см. рисунок 10.11), для простоты будем полагать следующее: при ненасыщенном состоянии сердечника дроссель  $L_{\text{к}}$  имеет бесконечно большую индуктивность, а при насыщенном состоянии индуктивность близка к нулю; положительная полярность приложенного к дросселю напряжения (при обходе контура по часовой стрелке) приводит к нарастанию индукции  $B$  в сердечнике; время разряда накопителя, т.е. ИЛ, существенно меньше времени его заряда. Напряжение на ИЛ в начале каждого периода примем равным нулю, а магнитную индукцию в сердечнике коммутирующего дросселя  $L_{\text{к}}$  равной  $B_{\text{н}}$ .

В интервале между импульсами происходит заряд ИЛ от источника  $e = E_m \sin \omega t$  (рисунок 10.12, а). Сразу же после начала заряда сердечник коммутирующего дросселя  $L_K$  выходит из состояния отрицательного насыщения вследствие того, что напряжение на ИЛ, прикладываемое к  $L_K$  через первичную обмотку ИТ, становится положительным (рисунок 10.12, б, в). В момент времени 1 напряжение источника питания достигает максимума  $e = E_m$ , а напряжение  $U_{ИЛ}$  положительно увеличивается, достигая максимального значения  $U_{ИЛ} = \frac{\pi E_m}{2}$  в момент времени 2, при этом магнитная индукция изменяется от  $B_H$  до 0. В процессе заряда ИЛ магнитная индукция сердечника коммутирующего дросселя  $L_K$  изменяется в соответствии с выражением:

$$B = B(0) + \frac{1}{NA} \int_0^t U_{L_K} dt,$$

где  $B(0) = B_H$  – начальная индукция в сердечнике;  $U_{L_K}$  – напряжение на индуктивности  $L_K$  (при принятых допущениях  $U_{L_K} = U_{ИЛ}$ ).

В момент времени 3 напряжение  $U_{ИЛ}$  меняет знак на противоположный, а магнитная индукция достигает максимального значения  $B = B_{\max} < B_H$ , что обеспечивается катушкой подмагничивания  $L_{П}$ .

Наконец в момент времени 4 магнитная индукция в сердечнике достигает значения  $B_H$ , т.е. сердечник насыщается (рисунок 10.12, з), индуктивность  $L_K$  становится малой и ИЛ разряжается через дроссель в нагрузку. Схема приходит в исходное состояние, и далее процесс повторяется.

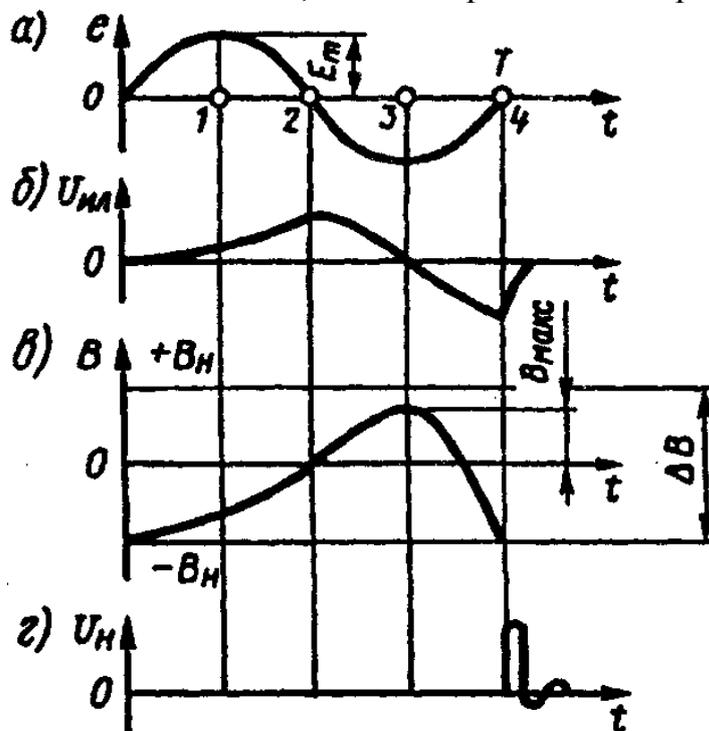


Рисунок 10.12 – Эпюры напряжения, поясняющие работу простейшего магнитного импульсного модулятора

Во избежание преждевременного разряда ИЛ необходимо, чтобы магнитная индукция  $B_{\max}$  была меньше  $B_H$ , что может быть обеспечено, если:

$$\Delta B = \frac{1}{NA} \int_0^{t_m} U_{\text{ил}} dt < 2B_H,$$

где  $t_m$  соответствует моменту времени  $3$  на рисунке 10.12, *a*.

Для выполнения указанного условия необходимо, чтобы произведение  $NA$  было достаточно большим, что приводит к увеличению индуктивности дросселя. Так как индуктивность  $L_K$  коммутирующего дросселя при насыщенном сердечнике входит в цепь разряда ИЛ, то ее большое значение препятствует быстрому разряду ИЛ и, следовательно, ограничивает возможность получения коротких импульсов. Увеличив длину  $l$ , можно уменьшить  $L_K$  до требуемого значения, но при этом существенно возрастает объем сердечника. Это противоречие может быть устранено в многозвенной схеме импульсного модулятора.

Рассмотренная схема называется *дроссельной*, так как все коммутирующие элементы в ней представляют собой нелинейные дроссели. Возможно также построение модулятора с применением коммутирующих элементов в виде нелинейных трансформаторов или автотрансформаторов.

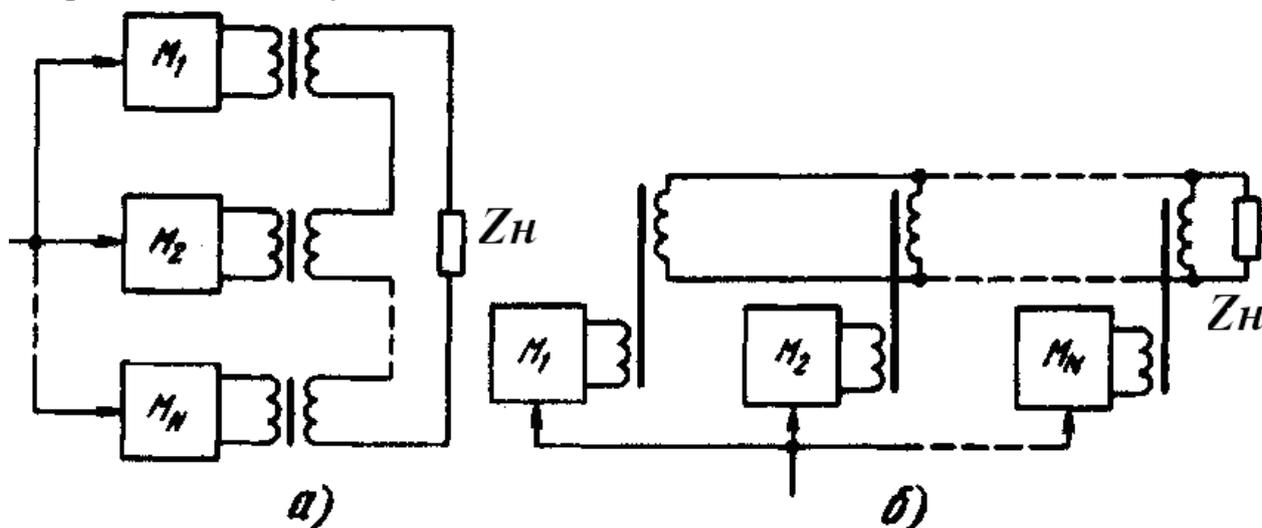
Магнитный импульсный модулятор при питании от источника переменного тока не требует применения подмодулятора, что является его большим достоинством. Однако при этом наблюдается однозначная зависимость частоты следования импульсов от частоты переменного напряжения источника питания, что является в определенной степени недостатком.

## 11 СЛОЖЕНИЕ МОЩНОСТЕЙ ГВВ [1, 2, 4]

В ряде случаев требуется строить генераторы и передатчики таких больших мощностей, которые не могут быть получены от одной или небольшого числа существующих типов ламп или транзисторов. Для этих целей иногда разрабатываются новые специальные лампы или транзисторы повышенной мощности. Однако такой путь не всегда является лучшим, потому что разработка и организация производства новых ламп и транзисторов обходятся дорого, надежность их может быть невысокой, а потребность в них небольшой. Кроме того, существуют физические и технологические ограничения на создание более мощных приборов. Например, в настоящее время разработаны генераторные лампы на мощности до 0.5...3.0 МВт, а генераторные транзисторы – до 250...1000 Вт на частотах до 150...1000 МГц, и дальнейшее увеличение мощностей в несколько раз, а тем более на порядок, представляет трудную, практически невыполнимую, задачу. В то же время включение большого числа ламп или транзисторов непосредственно параллельно или параллельно в каждом плече двухтактной схемы имеет целый ряд недостатков.

Можно осуществлять сложение мощностей нескольких ВЧ генераторов, выполненных в виде идентичных модулей  $M_1, \dots, M_N$  и подключаемых параллельно, либо последовательно с помощью широкодиапазонных трансформаторов (рисунок 11.1) или резонансных ЦС к общей нагрузке  $Z_H$ . Однако при таком суммировании сохраняются недостатки параллельного и двухтактного включений ламп и транзисторов: требуются идентичность и синфазность работы отдельных генераторов и симметрия схемы, сохраняется взаимное влияние и, значит, резко снижается надежность работы всего устройства. В частности, авария в одном из генераторов или модулей (короткое замыкание или разрыв на его выходных клеммах) может привести к аварийному режиму работы всех остальных, поскольку нагрузка для них может стать близкой к нулю или холостому ходу. Поэтому такой способ сложения используется сравнительно редко, например, при построении сверхмощных относительно низкочастотных транзисторных генераторов, в которых при работе транзисторов в ключевом режиме с высоким КПД обеспечивается высокая надежность, а разброс параметров транзисторов сводится к минимуму. Сложение мощностей можно осуществлять в пространстве при работе двух или более автономных передатчиков на одной частоте от одного возбудителя на разные антенны. В этом случае происходит сложение электромагнитных полей, создаваемых антеннами. Для ослабления связи между передатчиками, точнее между их выходными каскадами через антенны, последние располагают на расстоянии не менее  $\frac{3\lambda}{4}$  одна от другой. При этом антенны должны питаться синфазными токами. Если вводить некоторую разность фаз в токи, питающие антенны, то можно изменять (поворачивать) диаграмму излучения антенн.

Введением специальных фазовращателей можно поворачивать диаграмму направленности излучения.



*a* – последовательное; *б* – параллельное

**Рисунок 11.1 – Блочно-модульное сложение мощности**

В диапазонах ДВ и СВ из-за больших геометрических размеров антенн ограничиваются сложением мощностей, как правило, не более двух передатчиков. В диапазоне КВ такой способ повышения излучаемой мощности и изменения диаграммы направленности используется широко. Например, четыре передатчика мощностью по 1 кВт при расстановке штыревых антенн на 5 м и соответствующем фазировании эквивалентны одному передатчику мощностью 16 кВт. На радиопередающих центрах внедрено в эксплуатацию пространственное сложение четырех передатчиков мощностью 250 кВт каждый.

В диапазоне сантиметровых волн, где геометрическая длина отдельных элементарных полуволновых вибраторов и расстояния между ними получаются небольшими, а ВЧ генераторы на полупроводниковых приборах при уровне мощности 1...10 Вт имеют малые габаритные размеры, удастся в небольшом объеме на малой площади установить до 100...1000 отдельных ВЧ генераторов и антенн. Тем самым колебательная мощность повышается на два-три порядка при высокой надежности, поскольку выход из строя единиц и даже десятков отдельных ВЧ генераторов незначительно сказывается на работе такого передатчика и снижении его мощности. Введением соответствующей фазировки отдельных ВЧ генераторов формируется узкая, поворачивающаяся в широких пределах диаграмма направленности. Такие устройства принято называть *фазированными антенными решетками*.

В современных радиопередающих устройствах различных диапазонов волн широкое применение получил метод сложения мощности с помощью мостовых схем. В этом случае при суммировании мощностей двух и более генераторов обеспечивается их взаимная электрическая развязка. Каждый из генераторов работает независимо от других на оптимальную для него нагруз-

ку, в то время как у остальных генераторов режим по ВЧ может меняться вплоть до короткого замыкания или холостого хода.

Принцип реализации мостовой схемы показан на рисунке 11.2, *а*. Два синфазных усилителя мощности Г1 и Г2 показаны в виде генераторов тока с двумя нагрузочными сопротивлениями:  $R_H$  – полезное и  $R_B$  – балластное. Фазовращающий трансформатор Т 1:1 имеет коэффициент трансформации, равный единице. Если  $R_H = R_B = 2R$ , то выполняется условие баланса моста. От одного УМ на вход другого через  $R_H$  и  $R_B$  поступают два напряжения, равных по амплитуде и сдвинутых относительно друг друга по фазе на  $180^\circ$ , т.е. один УМ не создает напряжения на входе другого. Поэтому УМ Г1 и Г2 при хорошем балансе моста работают практически независимо друг от друга, что является большим достоинством мостовых схем суммирования мощностей по сравнению со всеми другими известными сумматорами, где такой независимости добиться не удается. Каждый из независимо работающих УМ нагружен соответственно на сопротивления  $Z_{ВХ1} = R$ ,  $Z_{ВХ2} = R$ . На балластном сопротивлении и сопротивлении нагрузки выделяются мощности:

$$P_H = 0.5 |\dot{I}_1 + \dot{I}_2|^2 R_H;$$

$$P_B = 0.5 |\dot{I}_1 + \dot{I}_2|^2 R_B,$$

где  $\dot{I}_1$  и  $\dot{I}_2$  – токи, отдаваемые УМ Г1 и Г2 в активные сопротивления  $R_H$  и  $R_B$ .

Очевидно, что при  $\dot{I}_1 = \dot{I}_2$  вся мощность поступает в полезную нагрузку  $R_H$ . В общем случае  $\dot{I}_1 \neq \dot{I}_2$ , и тогда наихудшим исходом будет выход из строя одного из усилителей, так как выделяемая в нагрузке мощность уменьшится в 4 раза, т.е. половина мощности второго работающего усилителя выделится в балластном сопротивлении. Поэтому при выключении одного из усилителей целесообразно, особенно в мощных устройствах, переключать второй УМ с моста сложения мощностей непосредственно на нагрузку с тем, чтобы избежать потери мощности в балластном сопротивлении. Обычно это удается сделать автоматически с помощью системы обхода моста.

Найдем КПД мостовой схемы сложения мощностей, для чего представим ее в виде, показанном на рисунке 11.2, *б*, где  $R_H = R_B = R$ ;  $x_1 = x_2 = x$ ;

$$\frac{x_1}{x_2} = \frac{R_H}{R_B}; \quad A \text{ и } B \text{ – выходные усилительные каскады.}$$

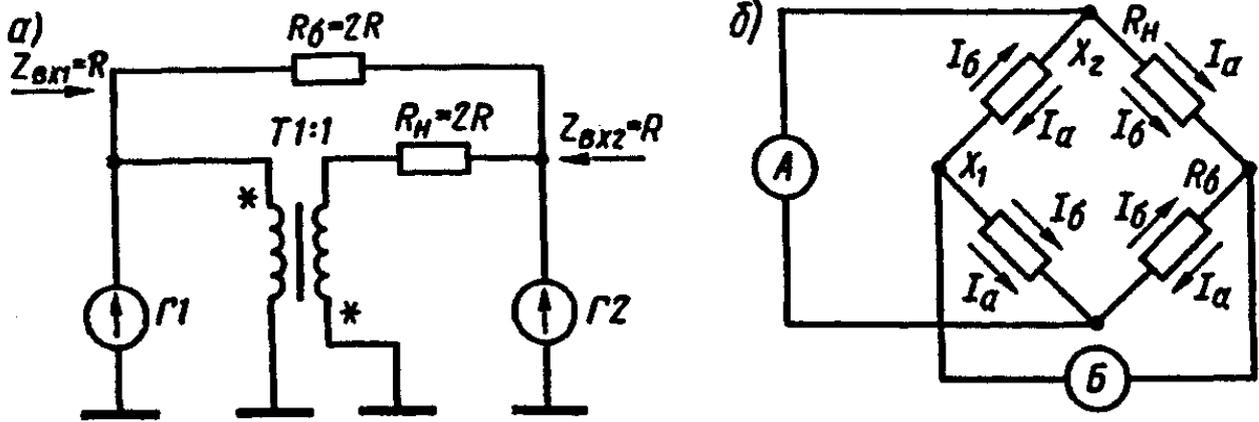


Рисунок 11.2 – Эквивалентные мостовые схемы сложения мощностей

Мост образуется двумя реактивными сопротивлениями  $X$  и двумя активными сопротивлениями – сопротивлением полезной нагрузки  $R_H$  и балластным сопротивлением  $R_B$ . Если мост сбалансирован, то усилители  $A$  и  $B$  не влияют друг на друга. В балластном сопротивлении токи усилителей взаимно компенсируются, и мощность обоих УМ выделяется на сопротивление  $R_H$ , т.е. происходит суммирование.

Можно показать, что такая схема не требует точного равенства и синфазности токов  $\dot{I}_A$  и  $\dot{I}_B$ , что является ее основным достоинством.

Допустим, что токи не равны:

$$\dot{I}_B = K\dot{I}_A(\cos\beta + j\sin\beta)$$

или

$$\dot{I}_B = K\dot{I}_A e^{j\beta},$$

где  $K$  – некоторый постоянный коэффициент ( $0 < K < 1$ );  $\beta$  – фазовый сдвиг между  $\dot{I}_A$  и  $\dot{I}_B$ .

На  $R_H$  протекает сумма токов  $\dot{I}_A + \dot{I}_B$ . Известно, что если складываются два гармонических колебания с разными фазами, то нужно сложить мгновенные их проекции на горизонталь двух векторов, соответствующих этим колебаниям. Следовательно, для сложения гармонических колебаний  $\dot{I}_A$  и  $\dot{I}_B$  находим геометрическую сумму их векторов, представляющую собой вектор, длина которого:

$$\begin{aligned} |\dot{I}| &= \sqrt{|\dot{I}_A|^2 + |\dot{I}_B|^2 - 2|\dot{I}_A||\dot{I}_B|\cos\varphi} = \sqrt{|\dot{I}_A|^2 + |\dot{I}_B|^2 - 2|\dot{I}_A||\dot{I}_B|\cos\beta} = \\ &= |\dot{I}_A| \sqrt{1 + K^2 + 2K\cos\beta}. \end{aligned}$$

Полученный результат проиллюстрирован на рисунке 11.3. Выделяемая на нагрузке мощность:

$$P_H = |\dot{I}_A|^2 R_H (1 + K^2 + 2\cos\beta).$$

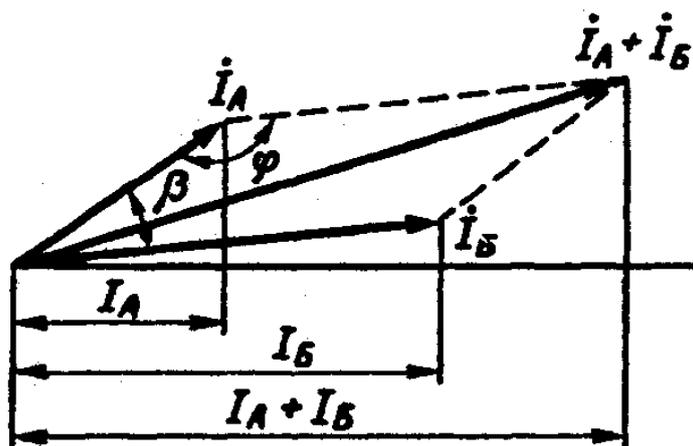


Рисунок 11.3 – Иллюстрация геометрического сложения двух гармонических колебаний

Аналогично на балластном сопротивлении получим:

$$P_B = |I_A|^2 R_H (1 + K^2 - 2 \cos \beta).$$

Коэффициент полезного действия мостовой схемы можем определить как отношение мощности, выделяемой в нагрузке, к суммарной мощности, выделяемой в нагрузке и в балластном сопротивлении:

$$\eta = \frac{P_H}{P_H + P_B} = \frac{1 + K^2 + 2K \cos \beta}{2(1 + K^2)}.$$

При  $K = 1$  и  $\beta = 0$  получаем  $\eta = 100\%$ .

Здесь под  $\eta = 100\%$  следует понимать отсутствие потерь из-за рассогласования токов, а не иметь в виду энергетические показатели. Если амплитуды колебаний отличаются, например, на 20%, т.е.  $K = 0.8$ , а разность фаз достигает  $40^\circ$ , т.е.  $\beta = 40^\circ$ , тогда  $\eta \cong 0.85$ .

Отсюда следует, что в мостовой схеме сложения мощностей даже при значительном отличии амплитуд суммируемых токов (в нашем примере до 20%) и заметном фазовом сдвиге  $\beta = 40^\circ$  КПД сумматора остается очень высоким. Это и является причиной широкого практического применения мостовых схем для суммирования мощностей в радиопередатчиках.

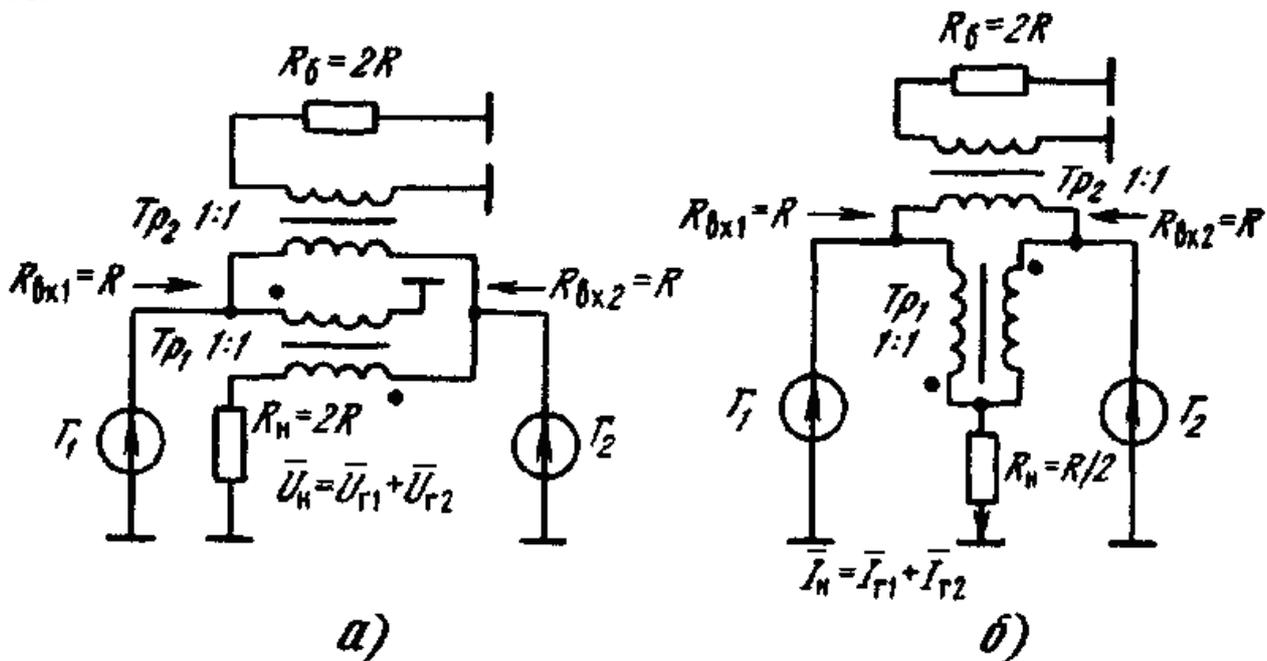
Наихудшим случаем является отключение одного из генераторов, что приводит к уменьшению КПД до 0.5, а мощности в нагрузке в 4 раза, так как половина мощности второго работающего генератора выделится в балластном резисторе. Поэтому при выключении одного из генераторов целесообразно, особенно в мощных устройствах, переключить второй работающий генератор с моста сложения непосредственно на нагрузку, с тем, чтобы избежать потери мощности в балластном резисторе. Обычно это делается автоматически с помощью системы обхода моста.

Для практического применения балансных схем требуется применение дополнительных трансформаторов, осуществляющих переход от симметрич-

ной к несимметричной нагрузке. При этом возможно большое многообразие вариантов построения мостовых схем.

Рассмотрим только наиболее простые из них, содержащие наименьшее число трансформаторов.

На рисунке 11.4 показаны мостовые схемы на трансформаторах 1:1 с магнитной связью и суммированием по напряжению ( $\bar{U}_H = \bar{U}_{\Gamma_1} + \bar{U}_{\Gamma_2}$  и  $R_H = 2R_{BX}$ ) и по току ( $\bar{I}_H = \bar{I}_{\Gamma_1} + \bar{I}_{\Gamma_2}$  и  $R_H = 0.5R_{BX}$ ). Трансформатор  $Tr_1$  подключает к резистору  $R_H$  последовательно или параллельно оба генератора в фазе. Наоборот, через трансформатор  $Tr_2$  оба генератора подключаются к резистору  $R_5$  в противофазе, и при равенстве  $\bar{U}_{\Gamma_1} = \bar{U}_{\Gamma_2}$  в нем не выделяется мощность. При соответствующих значениях  $R_H$  и  $R_B$  (см. рисунок 11.4) напряжение от одного из генераторов не поступает на выход другого. Тем самым обеспечивается их взаимная независимость в работе, т.е. условие баланса моста.



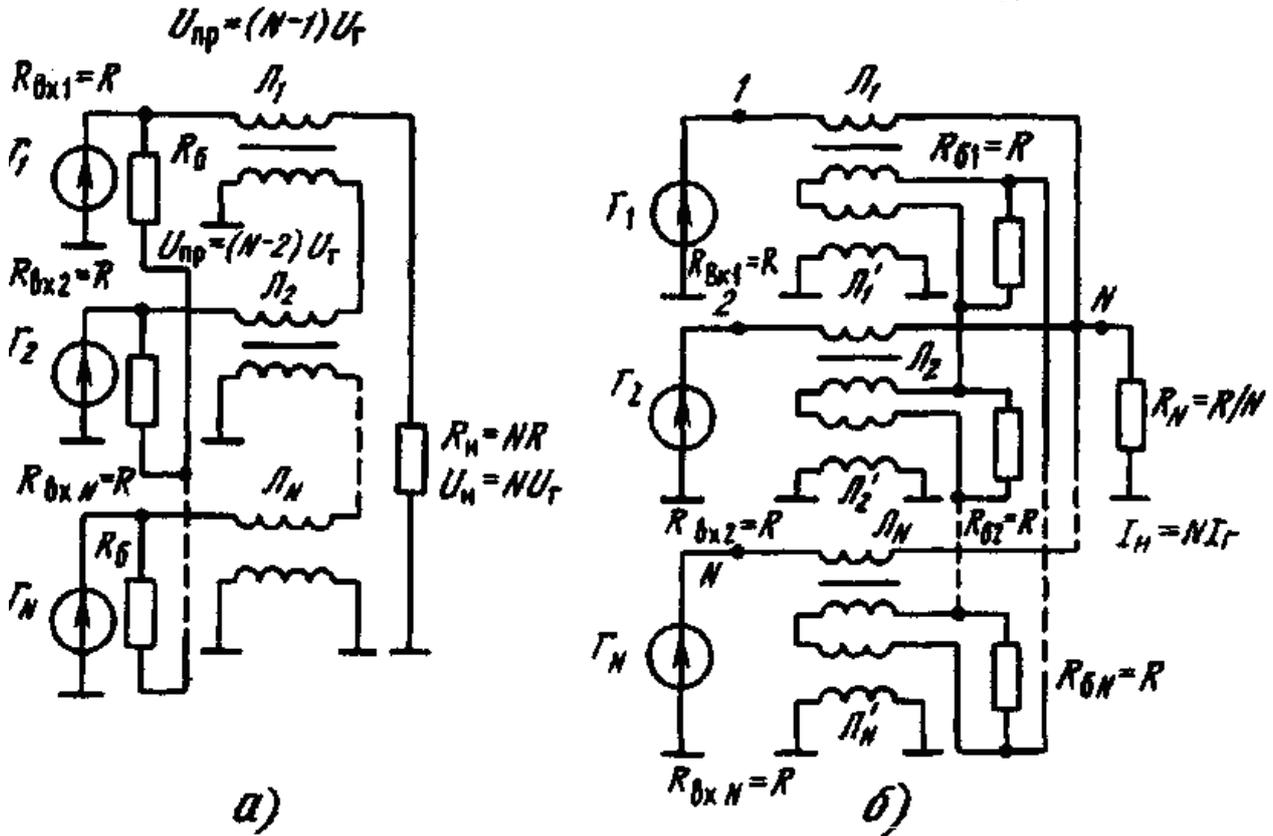
*a* – по напряжению; *б* – по току

**Рисунок 11.4 – Широкодиапазонные мостовые схемы сложения двух генераторов**

На рисунке 11.5 показаны мостовые схемы для  $N \geq 2$  идентичных генераторов на трансформаторах-линиях 1:1 со сложением по напряжению и по току.

В первой схеме балластные сопротивления включены по схеме многолучевой звезды, а во второй – по схеме многоугольника. В схеме сложения по напряжению происходит повышение нагрузочного сопротивления ( $R_H = N \cdot R_{BX}$ ), что очень важно, например, при построении низкоомных транзисторных генераторов.

В мостовой схеме сложения по току в номинальном режиме продольные напряжения на линиях отсутствуют, и появляются они относительно малой величины только в аварийных режимах – при неидентичности генераторов и выходе из строя одного из них. Это, в свою очередь, снижает требования к ферритовым сердечникам. Главным недостатком такой схемы суммирования является снижение нагрузочного сопротивления  $R_H = \frac{R_{BX}}{N}$ .



а – по напряжению; б – по току

Рисунок 11.5 – Широкодиапазонные мостовые схемы сложения  $N$  генераторов

Мостовые схемы на трансформаторах с магнитной связью или на трансформаторах-линиях обычно выполняют при достаточно больших нагрузочных сопротивлениях (выше 10...20 Ом) в диапазоне частот примерно от 0.1 до 1000 МГц при уровнях мощности до 10...20 кВт. Наряду с указанными схемами в радиопередающих устройствах при построении как мощных ламповых передатчиков ДВ и СВ, так и передатчиков в диапазонах УКВ и особенно СВЧ, где обычно требуются небольшие коэффициенты перекрытия по частоте, широко используются резонансные узкополосные мостовые схемы.

Принцип построения резонансных мостовых схем удобно рассматривать на примере сложения мощности  $N$  идентичных синфазных генераторов. Общая структурная схема на рисунке 11.6 содержит  $N$  одинаковых четырехполюсников и  $N$  балластных резисторов  $R_B = R_{BX}$ , включенных по схеме мно-

голучевой звезды. Четырехполюсники обеспечивают необходимую трансформацию сопротивлений  $N \cdot R_H$  в  $R_{ВХ}$  и фазовый сдвиг на  $90^\circ$ . При этом токи всех генераторов суммируются в основной нагрузке  $R_H$  и компенсируются в балластных резисторах  $R_B$ . При резистивных нагрузке  $R_H$ , входных  $R_{ВХ}$  и балластных  $R_B$  сопротивлениях в качестве четырехполюсников можно использовать П- или Т-цепочки на LC-элементах (рисунок 11.7, а - з) с одинаковыми по модулю реактивными сопротивлениями:

$$X = X_L = \omega_0 L = |X_C| = \frac{1}{\omega_0 C}, \quad (11.1)$$

где  $\omega_0$  – рабочая частота.

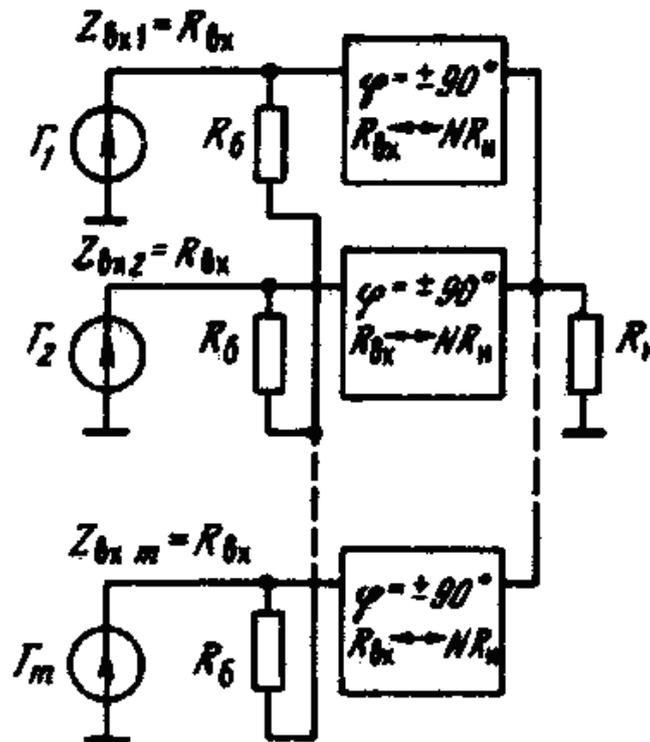
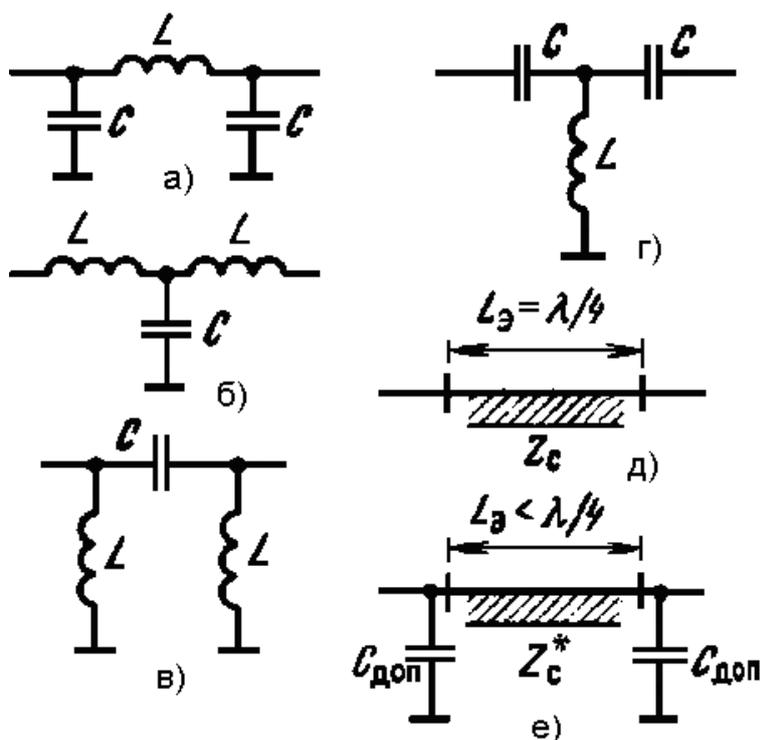


Рисунок 11.6 – Структурная схема резонансного моста сложения по току

С позиции дополнительной фильтрации высших гармоник ВЧ генераторов, а также практической реализации LC-элементов в микрополосковом исполнении на УКВ и СВЧ предпочтительнее четырехполюсники в виде ФНЧ (рисунок 11.7, а, б). В качестве них можно использовать также четвертьволновые отрезки длинных линий с электрической длиной  $l_3 = \lambda/4$  (рисунок 11.7, д) с волновым сопротивлением  $Z_C = X$ . Если геометрическая длина получается большой, линию можно укоротить ( $l_3 < \lambda/4$ ), а на ее входе и выходе параллельно включить дополнительные сосредоточенные конденсаторы  $C_{доп}$  (рисунок 11.7, е).



**Рисунок 11.7 – Схемы трансформирующих и фазовращающих цепочек**

Реактивные сопротивления  $LC$ -элементов и волновое сопротивление четвертьволновой линии  $Z_C$  определяются как:

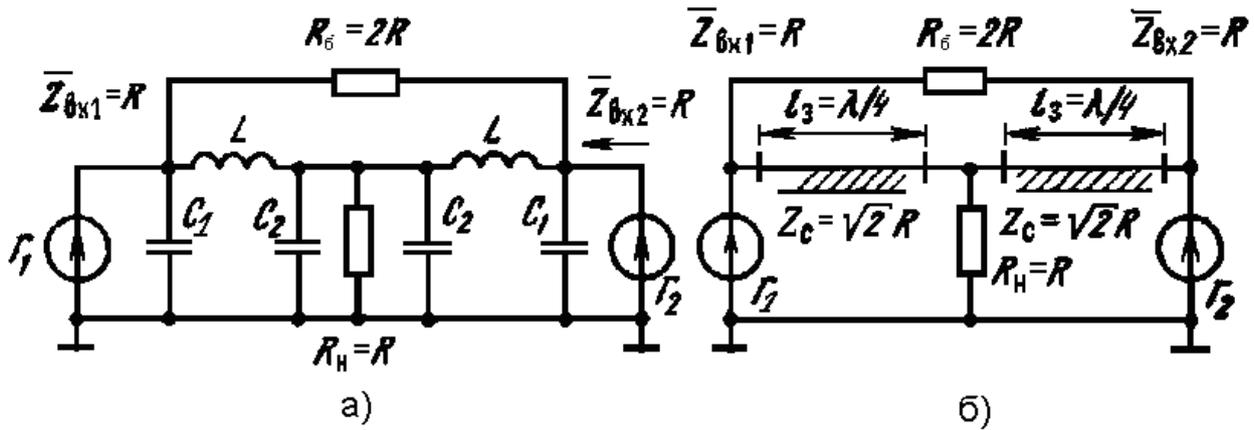
$$X = Z_C = \sqrt{NR_{ВХ}R_{Н}}. \quad (11.2)$$

Отметим, что произвольное соотношение между входными и нагрузочными сопротивлениями ( $R_{ВХ} = R_{Б}$  и  $R_{Н}$ ) достигается соответствующей трансформацией в четырехполюсниках, т.е. выбором значений  $X$  или  $Z_C$  согласно (11.2). Однако для наибольшей широкополосности надо выбирать коэффициент трансформации четырехполюсников равным единице. При этом  $X = Z_C = R_{ВХ} = R_{Б}$  и  $R_{Н} = \frac{R_{ВХ}}{N}$ .

Важным практическим примером являются мостовые схемы для суммирования мощностей двух одинаковых генераторов ( $N = 2$ ). Обычно мост строится при одинаковых входных и нагрузочных сопротивлениях ( $R_{ВХ1} = R_{ВХ2} = R_{Н} = R$ ). Тогда на основании (11.2) реактивные сопротивления  $LC$ -элементов или волновое сопротивление четвертьволновых линий определяются как  $X = Z_C = \sqrt{2}R$ .

На рисунке 11.8 показаны две схемы. Первую из них, выполненную на четырехполюсниках из П-цепочек (рисунок 11.8, а), широко используют для сложения мощностей в передатчиках ДВ и СВ диапазонов, построенных в виде двух полукомплектов. В то же время схема на рисунке 11.8, б применяется в диапазоне УКВ – СВЧ, где геометрическая длина линий оказывается не-

большой.



**Рисунок 11.8 – Резонансные мостовые схемы сложения по току двух генераторов**

При построении мощных передатчиков целесообразно, чтобы балластный резистор, в котором при отклонениях от номинального режима может рассеиваться значительная мощность, был соединен с корпусом. Это позволяет его отнести в сторону от основной схемы и лучше охлаждать. На низких частотах (например, в схеме на рисунке 11.8, а)  $R_B$  подключают через дополнительный трансформатор, как в схемах на рисунке 11.4. В схеме на рисунке 11.8, б он подключается через дополнительные линии, как показано на рисунке 11.9, а. Такую мостовую схему на УКВ – СВЧ называют *гибридным кольцом*. В отличие от исходной схемы, которую называют *гибридным тройником*, здесь добавлены еще две линии длиной  $\frac{\lambda}{4}$  и  $\frac{3\lambda}{4}$  с таким же волновым сопротивлением. Таким образом, все четыре линии образуют кольцо (или прямоугольник) общей длиной  $\frac{3\lambda}{2}$ .

Иногда для достижения симметрии схемы вместо одного  $R_B = R$  включают два балластных резистора  $R_B = 2R$  (показаны в скобках на рисунке 11.9, а). При выполнении моста на симметричных полосковых или двухпроводных линиях линию длиной  $\frac{3\lambda}{4}$  можно заменить четвертьволновой, но с «опрокидыванием» фазы (см. рисунок 11.9, б). В частности, такой мост используется для сложения мощностей КВ передатчиков, причем в качестве  $R_H$  и  $R_B$  включаются две антенны. Меняя фазу ВЧ колебаний одного из передатчиков на  $180^\circ$ , осуществляют перевод работы двух передатчиков с одной антенны на другую.

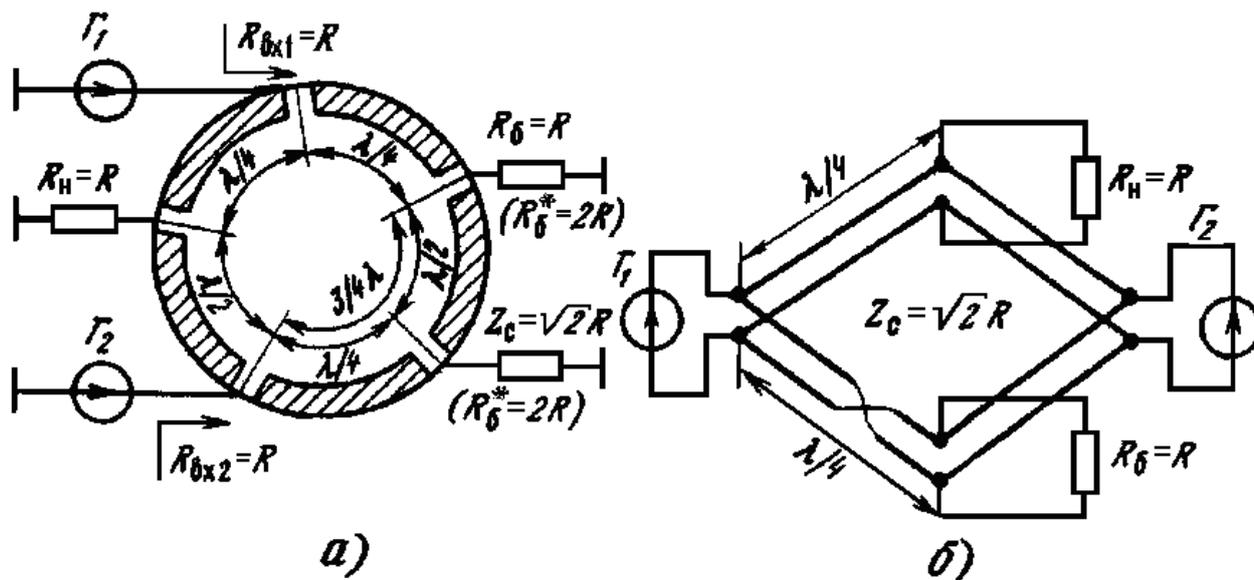


Рисунок 11.9 – Мостовые схемы на отрезках линий

**Суммирование мощностей сигналов с помощью фазированной антенной решетки.** Определенное число идентичных и одинаково ориентированных излучателей – электрических и щелевых вибраторов, рупорных, диэлектрических, спиральных и других типов антенн – составляют многоэлементную антенную решетку. Управление диаграммой направленности такой антенной решетки осуществляется путем изменения фаз сигналов, подводимых к отдельным излучателям, что предопределяет ее название – фазированная антенная решетка (сокращенно – ФАР). Мощность сигнала, излучаемая ФАР в телесном угле главного лепестка диаграммы направленности, равна сумме мощностей всех генераторов, возбуждающих отдельные излучатели, за вычетом излучения по боковым лепесткам. Это позволяет рассматривать ФАР как устройство суммирования мощностей большого, до нескольких тысяч, количества источников сигнала.

В зависимости от расположения излучателей ФАР подразделяются на линейные, плоские и цилиндрические. Рассмотрим линейную ФАР, у которой излучатели располагаются вдоль прямой линии (рисунок 11.10, а).

Ко всем излучателям подводятся сигналы одинаковой структуры, равной амплитуды, но с разными начальными фазами. Пусть разность начальных фаз сигналов между двумя соседними излучателями есть  $\Delta\varphi$  (дискрет фазы). При этом к  $i$ -му излучателю подводится сигнал, сдвинутый по фазе относительно первого на  $\varphi_i = i\Delta\varphi$  (рисунок 11.10, б).

В результате от этих излучателей возникает разность хода лучей:

$$L_i = i \cdot b \cdot \sin \theta_0, \quad (11.3)$$

где  $b$  – расстояние между двумя соседними излучателями;  $\theta_0$  – угол, отсчитываемый от нормали к решетке и определяющий направление главного лепестка диаграммы направленности (рисунок 11.10, б).

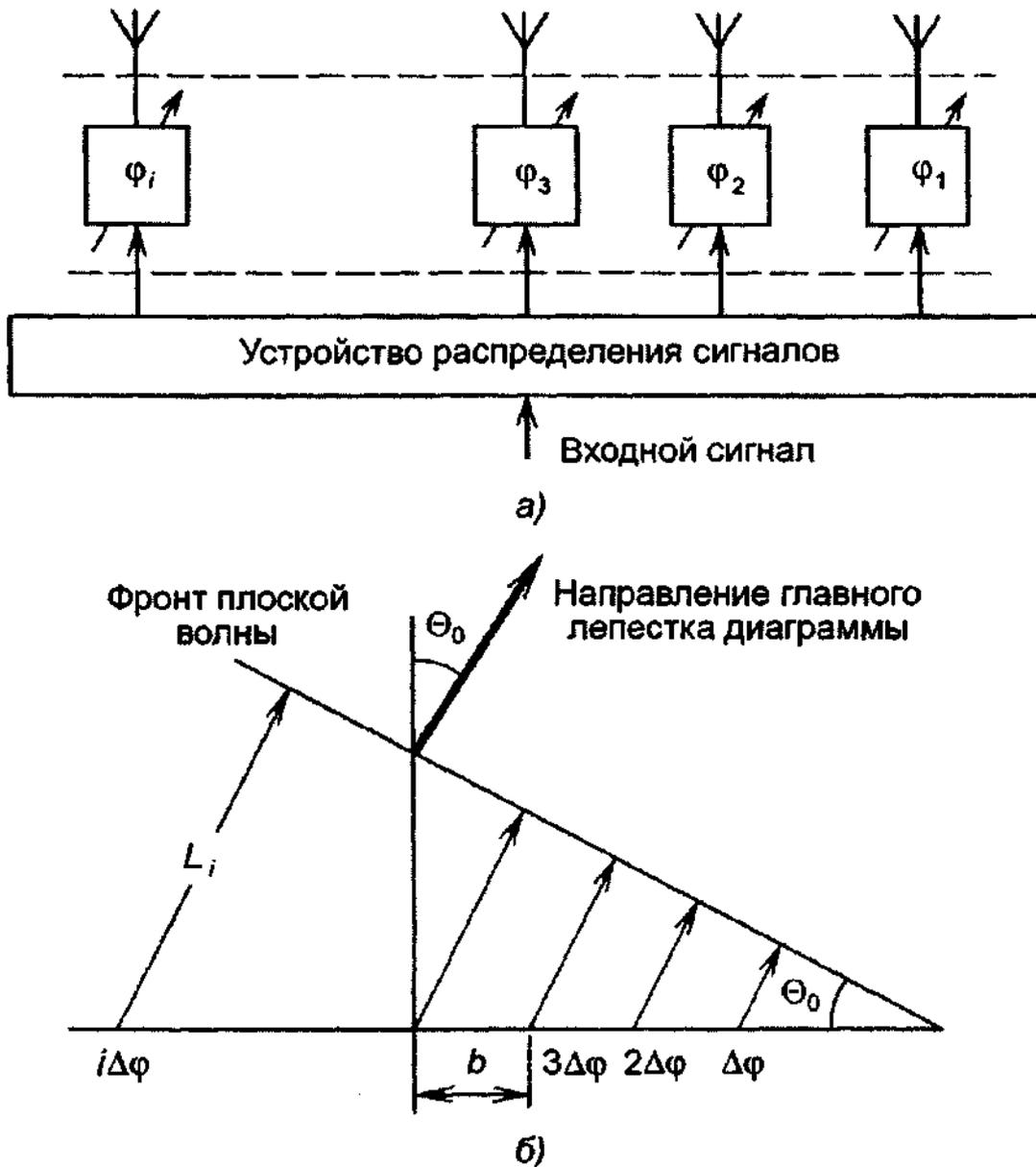


Рисунок 11.10 – Линейная фазированная решетка

Угол  $\theta_0$  определяется из условия компенсации разности хода лучей за счет разности фаз сигналов, подводимых к излучателям. С учетом (11.3) запишем:

$$\frac{2\pi}{\lambda} L - \varphi_i$$

или

$$\frac{2\pi}{\lambda} \cdot i \cdot b \cdot \sin \theta_0 - i\Delta\varphi = 0.$$

Из последнего равенства для угла главного лепестка диаграммы направленности (рисунок 11.10, б) получим:

$$\theta_0 = \arcsin \frac{\Delta\varphi \lambda}{2\pi b}. \quad (11.4)$$

Согласно (11.4), управляя величиной дискрета фазы  $\Delta\varphi$ , можно изменить направление главного лепестка диаграммы направленности  $\theta_0$ , т.е. производить электронное сканирование лучом антенны. Диаграмма направленности (ДН) ФАР при  $N$  излучателях определяется выражением:

$$E(\theta) = \frac{\sin(0.5 N \beta)}{\sin(0.5 \beta)}, \quad (11.5)$$

где  $\beta = \frac{2\pi b}{\lambda}(\sin\theta - \sin\theta_0)$ .

Диаграмма, построенная при  $N = 16$  и  $\theta_0 = 0$ , показана на рисунке 11.11.

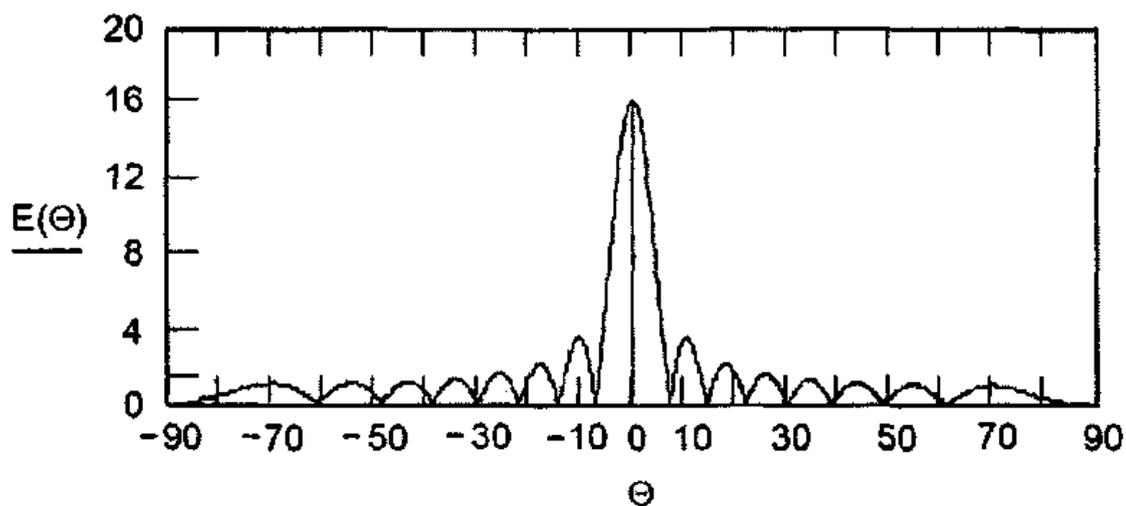


Рисунок 11.11 – ДН плоской ФАР при  $N = 16$  и  $\theta_0 = 0$

Укрупненная структура радиопередающего устройства с ФАР приведена на рисунке 11.12.

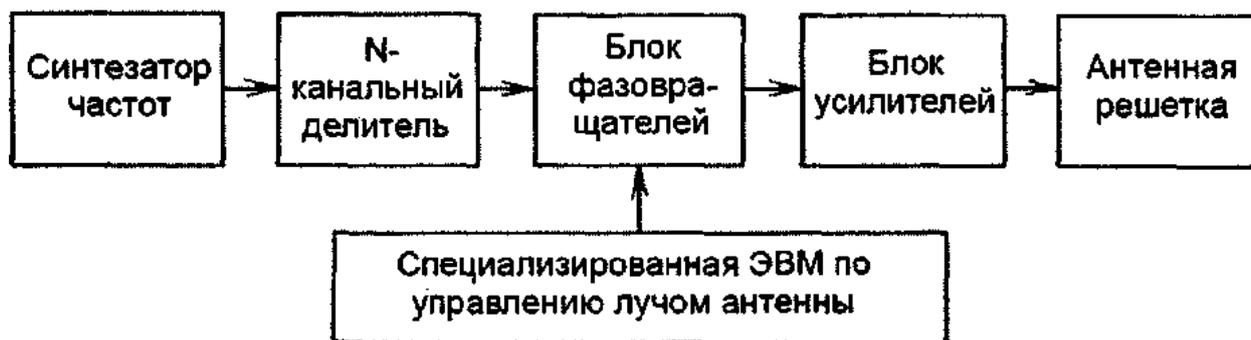
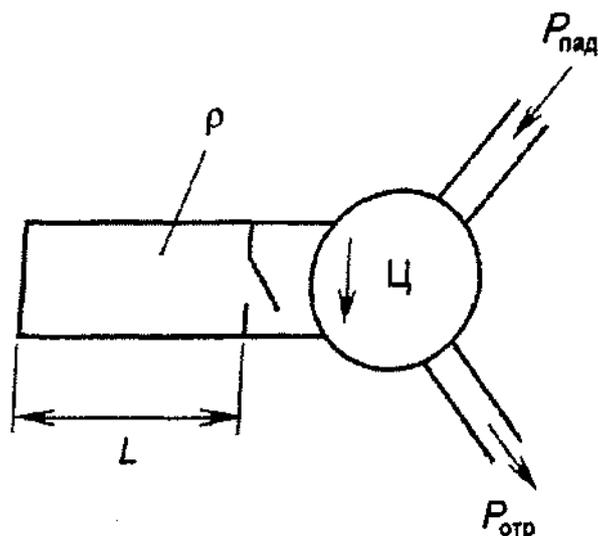


Рисунок 11.12 – Укрупненная структурная схема радиопередающего устройства с ФАР

В качестве  $N$ -канального делителя могут использоваться схемы сумматоров, которые являются устройствами взаимного типа. В блоке фазовращателей применяются фазовращатели дискретного типа – диодные или ферритовые. Устройство одного из них показано на рисунке 11.13.



**Рисунок 11.13 – Структура фазовращателя дискретного типа**

С помощью электронного переключателя на основе *p-i-n*-диода меняется длина линии, подключенной к циркулятору, что изменяет фазу сигнала на величину  $\Delta\varphi = \frac{4\pi L}{\lambda_d}$ , где  $\lambda_d$  – длина волны в линии.

Путем перестройки фазовращателей, включенных в каждый из СВЧ трактов, питающих излучатели, осуществляется управление фронтом фаз сигналов вдоль решетки, следствием чего является электронное сканирование лучом антенны. Управление фазирующим устройством производится по программе с помощью специализированного компьютера.

Блок усилителей включает СВЧ генераторы, возбуждающие каждый из  $N$  излучателей антенной решетки.

К достоинствам ФАР следует отнести:

- возможность электронного сканирования лучом антенны с высоким быстродействием путем переключения фазовращателей по определенному алгоритму;
- сложение в пространстве мощностей большого числа идентичных СВЧ генераторов, питающих отдельные излучатели;
- возможность автоматизации процесса управления лучом антенны по программе с помощью компьютера;
- высокую надежность при выходе из строя отдельных генераторов, поскольку в целом система остается работоспособной;
- слабую связь между отдельными излучателями, что позволяет обеспечить хорошую развязку (до 30 дБ и выше) между питающими их генераторами.

При плоской ФАР без ощутимого снижения ее параметров общий сектор обзора составляет  $\pm 60^\circ$ . Для управления лучом в двух ортогональных направлениях применяют двумерную плоскую ФАР.

**СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ**

1. Радиопередающие устройства / Под ред. В.В.Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2003. – 560 с.
2. Криницин В.В., Логвин А.И. Формирование и передача сигналов в авиационных радиоустройствах. – М.: Транспорт, 1998. – 247 с.
3. Генераторы высоких и сверхвысоких частот: Учеб. пособие / О.В.Алексеев, А.А.Головков, А.В.Митрофанов и др. – М.: Высшая школа, 2003. – 326 с.
4. Каганов В.И., Битюгов В.К. Основы радиоэлектроники и связи: Учебное пособие для вузов. – М: Горячая линия – Телеком, 2006. – 542 с.
5. Дегтярь Г.А. Устройства генерирования и формирования сигналов: Учебное пособие в 2-х частях. – Новосибирск: НГТУ, 2005.
6. Петров Б.Е., Романюк В.А. Радиопередающие устройства на полупроводниковых приборах. – М.: Высшая школа, 1989. – 232 с.
7. Устройства генерирования и формирования радиосигналов / Под ред. Г.М.Уткина, В.Н.Кулешова, М.В.Благовещенского. – М.: Радио и связь, 1994. – 416 с.
8. Функциональные устройства формирования сигналов / Под ред. С.А.Баруздина, Ю.В.Егорова, Б.А.Калиникос и др. – М.: Радио и связь, 1995. – 288 с.
9. Проектирование радиопередатчиков / Под ред. В.В.Шахгильдяна. – М.: Радио и связь, 2000. – 656 с.
10. Ильин А.Г. Устройства формирования сигналов. Часть 1. Генераторы с внешним возбуждением. Автогенераторы: Учебное пособие. – Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2001. – 92 с.
11. Бордус А.Д. Устройства формирования сигналов. Часть 2. Модуляция: Учебное пособие. – Томск: Томский межвузовский центр дистанционного образования, 2001.
12. Радиопередающие устройства / Под ред. М.В.Благовещенского, Г.М.Уткина. – М.: Радио и связь, 1982. – 407 с.
13. Ворона В.А. Радиопередающие устройства. Основы теории и расчета: Учебное пособие для вузов. – М: Горячая линия – Телеком, 2007. – 284 с.