



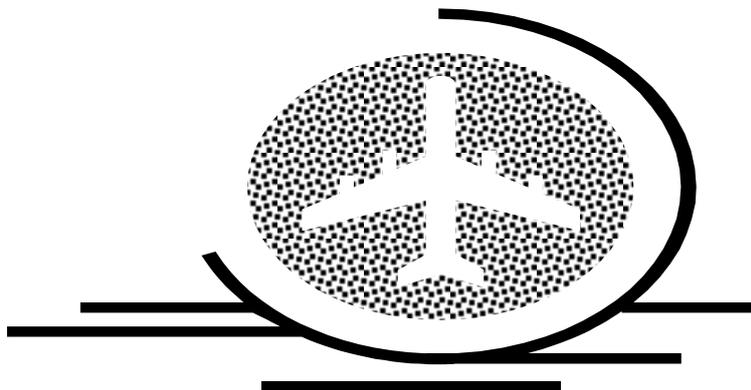
Кафедра конструирования  
и производства радиоаппаратуры

---

А.С. Шостак

# ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Курс лекций  
Часть I



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

# **ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ**

Курс лекций  
Часть I

2012

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

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

**Шостак А.С.**

Прием и обработка сигналов. Курс лекций для студентов специальности 160905 – “Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования”.

Часть 1. Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012.-161с.

Рассмотрены методы приема и обработки радиосигналов, принципы построения и способы их технической реализации на современной элементной базе. Изложены теоретические основы радиоприема, приведены схемы, технические характеристики устройств приема и обработки сигналов и отдельных каскадов, автоматических регулировок и систем управления в радиоприемных устройствах. Для студентов специальности 160905, но может быть использована и студентами других специальностей радиотехнического профиля.

© 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>8</b>
<b>2 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ 9</b>	
2.1 Структура и принцип действия радиоприемного устройства ....	9
2.2 Структурные схемы радиоприемника.....	10
2.3 Классификация и основные характеристики радиоприемных устройств.....	20
2.3.1 Классификация радиоприемных устройств .....	20
2.3.2 Основные характеристики радиоприемных устройств.....	21
2.4 Радиосигналы и помехи.....	22
2.5 Показатели качества радиоприемного устройства .....	28
2.5.1 Чувствительность радиоприемного устройства.....	28
2.5.2 Шумы радиоприемного устройства .....	29
2.5.3 Взаимосвязь чувствительности и коэффициента шума радиоприемника .....	35
2.6 Частотная избирательность (селективность) радиоприемного устройства .....	37
2.7 Другие показатели качества радиоприемника .....	40
<b>3 ВХОДНЫЕ ЦЕПИ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ .....</b>	<b>43</b>
3.1 Параметры и характеристики входных цепей.....	43
3.2 Обоснование структуры входных цепей.....	45
3.3 Анализ одноконтурной входной цепи.....	48
3.4 Выбор связи контура с антенной и нагрузкой .....	52
3.4.1 Выбор оптимальной связи из условия допустимого расширения полосы пропускания входной цепи с ненастроенной антенной .....	52
3.4.2 Выбор связи из условия согласования сопротивления настроенной антенны с контуром при заданной полосе пропускания цепи.....	54
3.4.3 Выбор связи из условия согласования сопротивления настроенной антенны с контуром без ограничений на полосу пропускания цепи.....	55

3.5	Диапазонные свойства входных цепей умеренно высоких частот .....	56
3.5.1	Входные цепи с трансформаторной связью контура с антенной .....	56
	Входные цепи с емкостной связью контура с нагрузкой .....	60
3.5.2	Входные цепи с двойной автотрансформаторной связью ..	62
3.5.3	Двухконтурные входные цепи .....	62
3.6	Входные цепи метрового диапазона волн .....	63
3.7	Входные цепи сверхвысоких частот .....	65
3.8	Входные цепи с электронной настройкой .....	67
<b>4</b>	<b>УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТЫ .....</b>	<b>68</b>
4.1	Параметры и характеристики усилителей радиочастоты .....	68
4.2	Обоснование структуры усилителя радиочастоты .....	69
4.3	Анализ одноконтурного усилителя радиочастоты .....	71
4.3.1	Усилители с двойной автотрансформаторной связью контура .....	72
4.3.2	Усилители с трансформаторной связью контура и транзистора .....	75
4.3.3	Интегральные микросхемы для усилителей радиочастоты	76
4.4	Шумовые параметры преселектора.....	77
4.4.1	Шумовые свойства усилителей на полевых транзисторах ..	77
4.4.2	Шумовые характеристики усилителей на биполярных .....	79
4.5	Устойчивость работы усилителей радиочастоты .....	81
4.6	Способы повышения устойчивости усилителей радиочастоты	86
<b>5</b>	<b>ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ .....</b>	<b>87</b>
5.1	Структура преобразователей частоты.....	87
5.2	Параметры и типы преобразователей частоты .....	89
5.3	Выбор активного элемента для преобразователя частоты .....	91
5.4	Основы теории преобразования частоты.....	91
5.5	Транзисторные преобразователи частоты .....	95
5.6	Балансные преобразователи частоты .....	99
5.7	Преобразователь частоты с фазовым подавлением зеркального канала.....	100
<b>6</b>	<b>ГЕТЕРОДИНЫ И СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ .....</b>	<b>101</b>

6.1	Параметры и характеристики гетеродинов .....	101
6.2	Транзисторные гетеродины.....	101
6.3	Синтезаторы частоты .....	102
6.4	Сопряжение настройки контуров преселектора и гетеродина	103
<b>7</b>	<b>УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ .....</b>	<b>104</b>
7.1	Параметры и характеристики тракта промежуточной частоты .....	104
7.2	Частотно-избирательные системы.....	105
7.2.1	Фильтры сосредоточенной селекции на LC-контурах .....	105
7.2.2	Электромеханические фильтры [2-3, 7-11] .....	106
7.2.3	Пьезокерамические фильтры [2, 10] .....	107
7.2.4	Монолитные пьезоэлектрические фильтры [2, 10].....	109
7.2.5	Фильтры на поверхностных акустических волнах .....	110
7.2.6	Усилительные интегральные микросхем .....	111
7.3	Выбор промежуточной частоты .....	112
<b>8</b>	<b>ДЕТЕКТОРЫ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ.....</b>	<b>114</b>
8.1	Параметры и характеристики амплитудных детекторов .....	114
8.2	Основы детектирования сигналов с амплитудной модуляцией .....	116
8.3	Диодный детектор амплитудно-модулированных сигналов ..	116
8.4	Транзисторные амплитудные детекторы.....	123
8.5	Синхронный демодулятор АМ-сигналов.....	124
8.6	Искажения в амплитудных детекторах .....	124
8.7	Детектор импульсных сигналов.....	125
8.8	Детектор однополосных сигналов.....	126
<b>9</b>	<b>ДЕТЕКТОРЫ ЧАСТОТНО – МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ.....</b>	<b>127</b>
9.1	Параметры и характеристики частотных детекторов.....	127
9.2	Типы частотных детекторов.....	128
9.3	Частотные детекторы с расстроенными контурами .....	129
9.4	Фазовые детекторы .....	132

<b>10 УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРАМИ ТРАКТА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ.....</b>	<b>134</b>
10.1 Общие сведения.....	134
10.2 Устройства автоматической регулировки усиления .....	136
10.3 Особенности работы АРУ в приемниках импульсных сигналов .....	139
10.4 Регулировка полосы пропускания.....	141
<b>11 АВТОМАТИЧЕСКАЯ НАСТРОЙКА И ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ.....</b>	<b>145</b>
11.1 Общие сведения.....	145
11.2 Назначение, принципы построения и типы систем АНП и АПЧ .....	146
11.3 Система частотной автоматической подстройки УПЧ .....	151
11.4 Система фазовой автоматической подстройки частоты гетеродина .....	155
11.5 Системы цифровой автоматической подстройки частоты гетеродина .....	158
<b>12 СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ .....</b>	<b>161</b>

## 1 ВВЕДЕНИЕ

В подготовке радиоинженеров по специальности «Техническая эксплуатация транспортного радиооборудования», осуществляемой в вузах гражданской авиации, учебная дисциплина «Прием и обработка сигналов» является базовой дисциплиной специального цикла. Она предусматривает изучение теоретических основ приема и обработки сигналов в информационных радиосистемах, принципов построения и способов реализации различных устройств приема и обработки сигналов на схемотехническом уровне. Основное внимание уделяется анализу работы типовых функциональных узлов радиоприемных устройств и базовых алгоритмов цифровой обработки сигналов, реализуемых на основе микропроцессорных комплектов БИС. 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.

Предлагаемый курс лекций по дисциплине «Прием и обработка сигналов» разработан в соответствии с требованиями квалификационной характеристики специалиста, действующим учебным планом и программой. При отборе учебного материала и структурировании содержания учитывалось, что студенты, приступающие к изучению данной дисциплины, уже изучили дисциплины «Радиотехнические цепи и сигналы», «Основы аналого-дискретной схемотехники», «Основы цифровой схемотехники». Наиболее важной среди них является дисциплина «Радиотехнические цепи и сигналы».

Предполагается также, что для закрепления знаний и формирования умений на лабораторных и практических занятиях, при курсовом проектировании и в процессе самостоятельной работы с учебником имеются специальные учебные пособия.

## 2 ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ

### 2.1 Структура и принцип действия радиоприемного устройства

Любое передаваемое на расстояние сообщение в системе связи вначале преобразуется в электрический сигнал, изменяющийся соответственно этому сообщению. Непосредственно, без проводов, этот сигнал передан получателю быть не может. Поэтому в системах радиосвязи и радиовещания электрический сигнал управляет радиочастотными колебаниями. Эти колебания, несущие передаваемое, сообщение и называемые модулированными, преобразуются в радиоволны, распространяющиеся в пространстве без специальных направляющих систем (проводов или волноводов). Назначение *устройства приема и обработки сигналов* (УПОС) - обеспечить воспроизведение передаваемого сообщения при воздействии на него радиоволн, поступающих от радиопередающего устройства. Сообщение воспроизводится в УПОС на основе той информации, которая заключена в модулированном колебании. Поэтому в УПОС необходимо осуществить преобразование принятого колебания. Современное УПОС должно обеспечить прием нужного сигнала на фоне колебаний от всевозможных посторонних источников, называемых *помехами*. При этом мощность помех, действующих на УПОС, может превышать мощность требуемого сигнала в миллионы раз, что затрудняет его прием.

*Основные функции* УПОС:

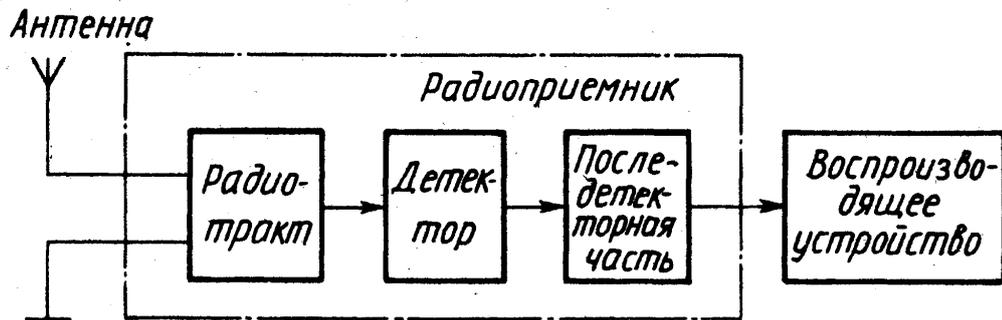
- 1) улавливание радиоволн;
- 2) преобразование принятого радиочастотного колебания в напряжение (или ток), изменяющееся в соответствии с принятым сообщением; для этого требуется осуществить фильтрацию сигнала от помех, его усиление и детектирование;
- 3) воспроизведение переданного сообщения в виде звука, изображения на экране, записи текста и т. п.

Основные функции УПОС определяют и его составные элементы: антенну, собственно радиоприемник и воспроизводящее устройство. В простейшем, но и наиболее распространенном случае РПУ содержит одну антенну и один приемник. Для этого случая, который называется *одинарным приемом* (одноканальное УПОС), структурная схема УПОС представлена на рис. 2.1.

*Антенна* улавливает радиоволны и преобразует энергию радиоволн в энергию тока той же частоты.

*Радиоприемник* осуществляет преобразование модулированных радиочастотных колебаний в электрический сигнал, отображающий передаваемое сообщение. Часть радиоприемника, от его входа до детектора, называется *радиотрактом*. Так как уровень полезного колебания на входе приемника, как правило, мал, то одной из основных функций радиотракта является усиление этого колебания до уровня, необходимого для нормальной работы детектора.

В результате воздействия на антенну электромагнитных волн от ряда радиостанций на входе приемника действует много колебаний с различными



**Рисунок 2.1. Структурная схема УПОС**

частотами. Только одно из них полезное, остальные - мешающие. Функция радиотракта, кроме усиления сигнала, - выделить (отфильтровать) полезное колебание и подавить мешающие, что достигается использованием в нем частотно - селективных цепей. При этом усиление полезного сигнала в радиотракте должно обеспечиваться по возможности без его искажений; иначе говоря, радиотракт приемника должен быть линейным устройством. Последующее преобразование радиосигнала с выхода радиотракта осуществляется в детекторе радиоприемника. Детектор является устройством, создающим на своем выходе напряжение, которое изменяется в соответствии с законом модуляции того или иного параметра радиочастотного колебания; т. е. на выходе детектора действует модулирующий переданный электрический сигнал.

*Воспроизводящее устройство* воссоздает переданное сообщение под действием усиленного продетектированного сигнала. Для воспроизведения звукового сообщения используются громкоговорители или телефоны; для воспроизведения изображения - электронно-лучевые трубки; для воспроизведения радиотелеграфных передач - буквопечатающие аппараты и т. д.

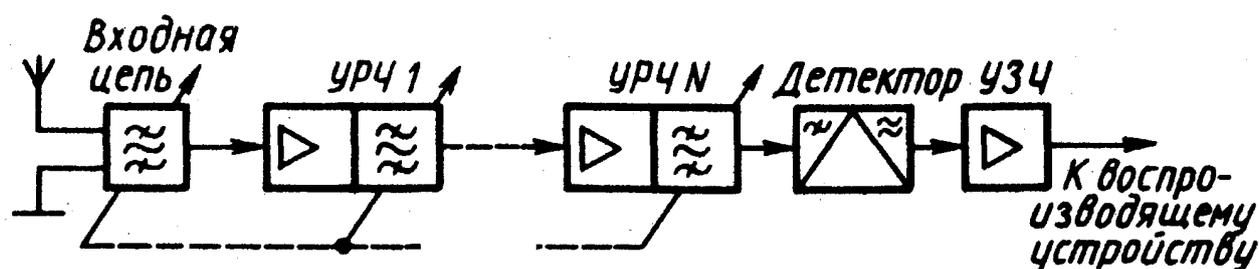
Радиоприемное устройство может принимать не одно сообщение, а несколько. В этом случае оно называется *многоканальным*. В таких УПОС после детектирования получается *групповой сигнал*, который несет в себе ряд независимых сообщений. Для разделения этих сообщений по отдельным каналам в УПОС предусматривается *разделитель каналов*. В многоканальном УПОС могут воспроизводиться как однородные сообщения, так и разнородные (например, звук и изображение в телевизионном приемнике).

## 2.2 Структурные схемы радиоприемника

В предыдущем параграфе было показано, что приемник состоит из радиотракта и детектора. Назначение радиотракта в приемнике - обеспечить усиление сигнала и его фильтрацию от помех. Для усиления сигнала используются *усилители*, для фильтрации - *частотно-селективные цепи*. Усиление

сигнала в радиотракте может обеспечиваться либо на радиочастоте без ее преобразования, либо с преобразованием частоты. Приемник с радиотрактом, в котором осуществляется усиление на радиочастоте, называется *приемником прямого усиления*, приемник с преобразованием частоты в радиотракте - *супергетеродинным*.

**Приемник прямого усиления.** Структурная схема приемника прямого усиления показана на рис. 2.2. *Входная цепь* представляет собой частотно-селективную электрическую цепь, которая служит для передачи принятого антенной сигнала на вход первого усилительного каскада (УРЧ 1) и для предварительной фильтрации сигнала от помех. Для фильтрации сигнала во вход-



**Рисунок 2.2. Структурная схема УПОС прямого усиления**

ную цепь включаются колебательные контуры (чаще всего один контур), настроенные на несущую частоту принимаемого сигнала.

*Усилители радиочастоты (УРЧ)* обеспечивают усиление сигнала и дальнейшую фильтрацию его от помех. Нагрузкой УРЧ служат колебательные контуры, настроенные, как и входные цепи, на несущую частоту принимаемого сигнала. Тип детектора зависит от вида модуляции принимаемого сигнала. На рис. 2.2 УЗЧ - усилитель звуковых частот. Настройка приемника на любую частоту в заданном диапазоне  $f_{0\min} \div f_{0\max}$  осуществляется установлением резонансных частот всех селективных цепей радиотракта равными требуемой частоте сигнала.

Недостатком приемника прямого усиления является трудность получения большого усиления в радиотракте. Обычно уровень сигнала на входе РПУ составляет 1 - 10 мкВ, для нормальной работы детектора необходимо напряжение сигнала около 1 В. При этом радиотракт должен иметь усиление по напряжению  $10^5 - 10^6$ , для чего в нем должно быть использовано много усилительных каскадов.

**Супергетеродинный приемник.** Недостатков приемника прямого усиления лишен *супергетеродинный приемник*, в котором осуществляется преобразование частоты радиосигнала в промежуточную частоту. Преобразование частоты предполагает смещение спектра сигнала по шкале частот в область более высоких или более низких частот без изменения формы сигнала. Большинство современной радиоприемной аппаратуры строится именно по супергетеродинной схеме.

Функциональная схема супергетеродинного радиоприемника приведена на рис. 2.3.

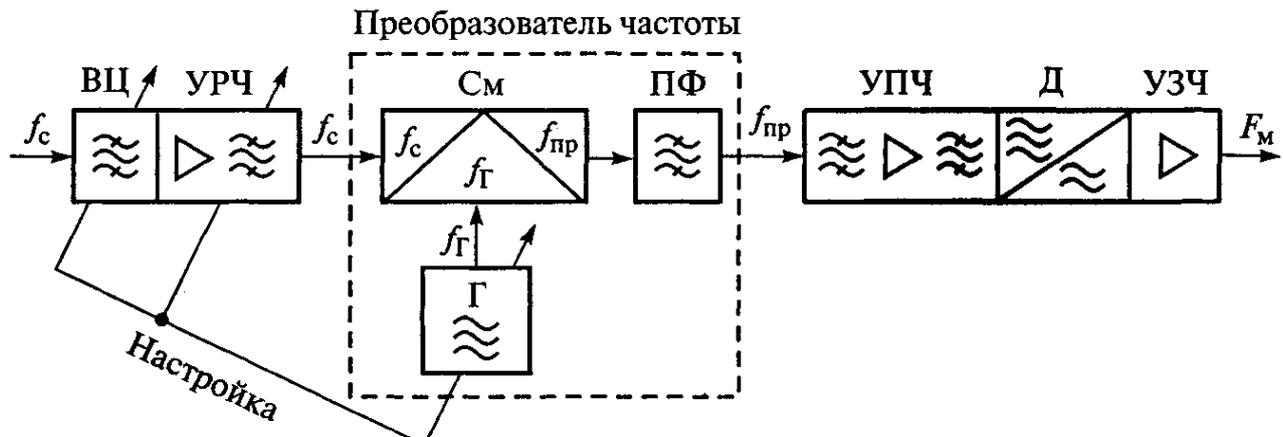


Рисунок 2.3. Структурная схема супергетеродинного радиоприемника

В приемной антенне под действием электромагнитного поля возникает ЭДС  $\varepsilon_{АНТ}$  принимаемого сигнала с частотой  $f_c$ . ВЦ и УРЧ содержат частотно-избирательные системы, настроенные на несущую частоту принимаемого радиосигнала, поэтому, как и в приемнике прямого усиления, в супергетеродинном приемнике происходит предварительная селекция помех (фильтрация сигнала). Часть супергетеродинного радиоприемника, содержащая ВЦ и УРЧ радиосигналов до преобразователя частоты, называется *преселектором*. С выхода УРЧ сигнал подается на вход преобразователя частоты (ПЧ).

*Преобразователь частоты* повышает или понижает частоту входного радиосигнала на заданную величину с помощью колебаний другой частоты. Преобразователь частоты включает смеситель (См), гетеродин (Г) и полосовой фильтр (ПФ). *Гетеродин* представляет собой вспомогательный генератор гармонических электрических колебаний, используемый для преобразования несущей частоты сигналов  $f_c$ . *Смеситель* представляет собой нелинейный элемент, где под воздействием напряжения гетеродина с частотой  $f_Г$  происходит процесс преобразования входного сигнала. Частота, в которую в супергетеродинном радиоприемнике преобразуется несущая частота принимаемого радиочастотного сигнала, называется промежуточной. *Полосовой фильтр*, подключенный к выходу смесителя, обеспечивает выделение колебаний промежуточной частоты.

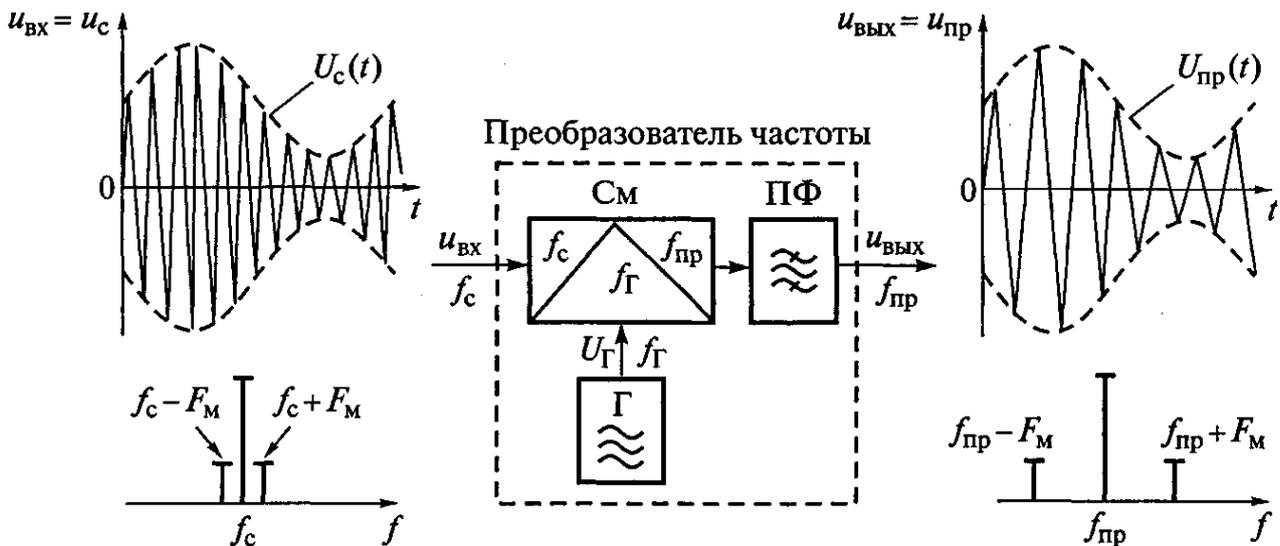
Частота колебаний  $f_Г$  гетеродинного напряжения определяется настройкой контура гетеродина, который при перестройке приемника также перестраивается.

При подаче на входы смесителя колебаний радиосигнала  $u_c(t)$  с частотой  $f_c$  и колебаний гетеродина  $u_Г(t)$  с частотой  $f_Г$  выходной ток смесителя содержит частоты приложенных напряжений  $f_c$  и  $f_Г$ , их гармоники  $nf_c$  и  $mf_Г$ , а также комбинационные частоты вида  $|nf_c \pm mf_Г|$  где  $n, m = 1, 2, 3, \dots$

Обычно в супергетеродинных радиоприемниках полосовой фильтр на выходе преобразователя настроен на частоту  $f_{\text{ПР}} = |f_{\Gamma} - f_c|$ . Это соответствует первой гармонике комбинационных частот ( $n = m = 1$ ). При этом частоту гетеродина можно выбрать так, чтобы величина  $f_{\text{ПР}}$  была ниже нижней граничной частоты  $f_{c \text{ min}}$  диапазона рабочих частот приемника.

Если  $f_{\Gamma} > f_c$ , то говорят о *верхней настройке* частоты гетеродина. При  $f_{\Gamma} < f_c$  имеем *нижнюю настройку* частоты гетеродина. Для характеристик радиоприемных устройств важно знать: верхней или нижней будет настройка гетеродина. В радиовещательных приемниках применяют, как правило, верхнюю настройку частоты гетеродина.

Амплитуда выходного напряжения преобразователя  $U_{\text{ПР}}(t)$  пропорциональна амплитуде сигнала  $U_c(t)$ . Поэтому в правильно работающем преобразователе огибающие колебаний на промежуточной частоте  $U_{\text{ПР}}(t)$  и полезного радиосигнала  $U_c(t)$  совпадают с точностью до постоянного множителя. На рис. 2.4 приведены функциональная схема ПрЧ и графики переноса спектра АМ - сигнала.



**Рисунок 2.4. Функциональная схема ПрЧ и графики переноса спектра АМ - сигнала**

Следовательно, при преобразовании амплитудно - модулированного колебания по частоте изменение закона модуляции не происходит.

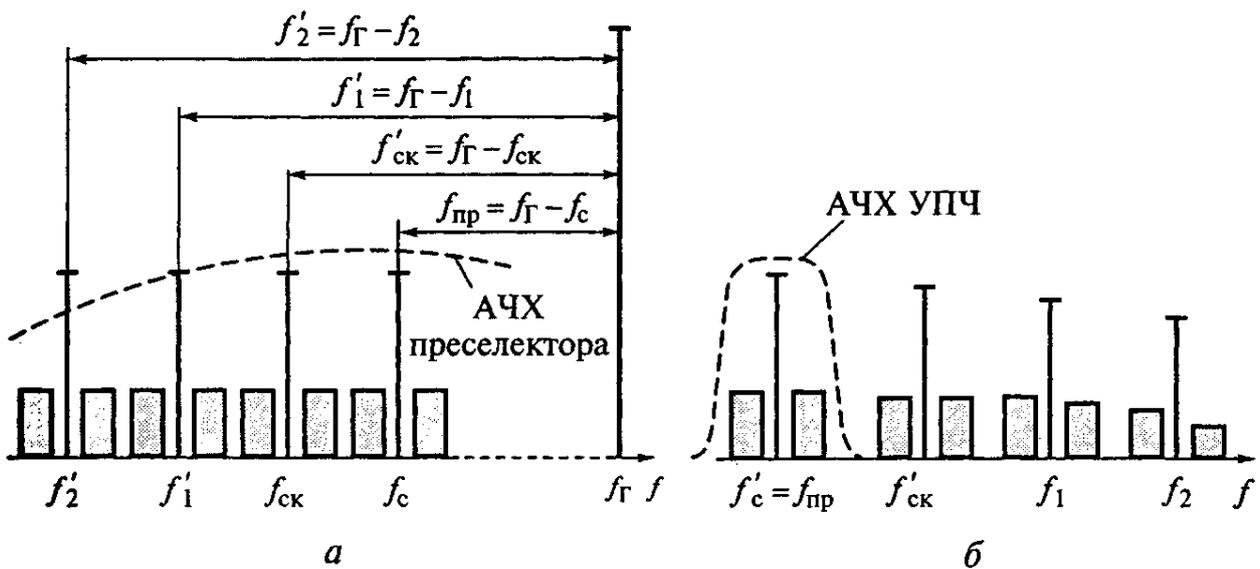
При преобразовании частотно-модулированных сигналов изменение преобразованной частоты согласно  $|nf_c \pm mf_{\Gamma}|$  отличается от изменения частоты исходного сигнала лишь знаком, а величина частотной девиации при этом не изменяется. Аналогично и при фазовой модуляции - закон изменения фазы переносится на преобразованную частоту без изменения.

Таким образом, закон изменения модулирующего параметра сигнала в преобразователе частоты не изменяется. Итак, назначение преобразователя частоты состоит в переносе (преобразовании) высокой радиочастоты прини-

маемого сигнала  $f_c$  в более низкочастотную область на промежуточную частоту  $f_{\text{ПР}}$  без изменения закона модуляции.

Усилитель сигналов промежуточной частоты, поступающих с преобразователя, называется *усилителем промежуточной частоты* (УПЧ).

После понижения частоты несущего колебания в УПЧ можно легко обеспечить высокую избирательность и большое усиление. Действительно, поскольку промежуточная частота неизменна в процессе перестройки приемника, то это позволяет применять в УПЧ многорезонансные полосовые фильтры на  $L C$  - элементах или монолитные высокоизбирательные фильтры, например, пьезокерамические, электромеханические и им подобные.



**Рисунок 2.5. Диаграммы подавления соседнего канала в преселекторе (а) и УПЧ (б) супергетеродинного УПОС**

Принцип работы идеального супергетеродинного УПОС поясняется диаграммами подавления соседнего канала в преселекторе и УПЧ, показанными на рис. 2.5. Для упрощения полагаем, что сигнал передается посредством амплитудной модуляции несущего колебания  $f_c$  гармоническим сигналом с частотой  $F_M$ .

На диаграммах пунктирной линией показаны амплитудно-частотные характеристики преселектора и УПЧ.

Из диаграммы на рис. 2.5, а видно, что на частоте сигнала  $f_c$  преселектор не обеспечивает подавления соседнего канала (станции) с частотой  $f_{\text{СК}}$ . Более того, практически без подавления пройдут на вход преобразователя сигналы всех трех станций. В этом случае говорят, что преселектор не обеспечивает необходимой избирательности по соседнему каналу.

В преобразователе частоты происходит преобразование частот сигнала  $f_c$  и соседней станции  $f_{\text{СК}}$  следующим образом:  $f_{\Gamma} - f_c = f_{\text{ПР}}$  и  $f_{\Gamma} - f_{\text{СК}} = f'_{\text{СК}}$ . При этом в полосу пропускания УПЧ (см. рис. 2.5, б) попадает лишь преобразованная частота  $f_c$  сигнала. Таким образом, в супергетеродинном приемнике

осуществляется избирательность по соседнему каналу, которая из-за того, что УПЧ не перестраивается, может быть очень высокой.

Как и в преобразователе, закон изменения модулирующего параметра сигнала в УПЧ не меняется. Поэтому часть супергетеродинного радиоприемника от входа до детектора называют *линейной* относительно модулирующего напряжения высокочастотного сигнала.

Постоянство промежуточной частоты и ее низкое значение обеспечивают следующие важные преимущества супергетеродинному приемнику:

независимость параметров УПЧ от частоты настройки приемника, а именно от полосы пропускания, избирательности по соседнему каналу и коэффициента усиления;

высокую избирательность, так как число контуров может быть сколько угодно большим. Это позволяет реализовать амплитудно-частотную характеристику УПЧ близкой к идеальной (прямоугольной);

высокий коэффициент усиления УПЧ и высокую устойчивость его работы.

Преобразование переменной частоты принимаемых сигналов  $f_c$  в постоянную промежуточную частоту  $f_{ПР}$  обеспечивает следующие особенности схемотехнических решений супергетеродинных приемников:

1) резонансные цепи тракта промежуточной частоты не нужно перестраивать, что упрощает конструкцию. Благодаря постоянству коэффициента усиления ослабляется зависимость общего коэффициента усиления приемника от частоты настройки;

2) при преобразовании частоты с переносом спектра сигнала «вниз» паразитные емкостные и индуктивные обратные связи проявляются слабее. Это позволяет увеличить коэффициент усиления без ухудшения устойчивости;

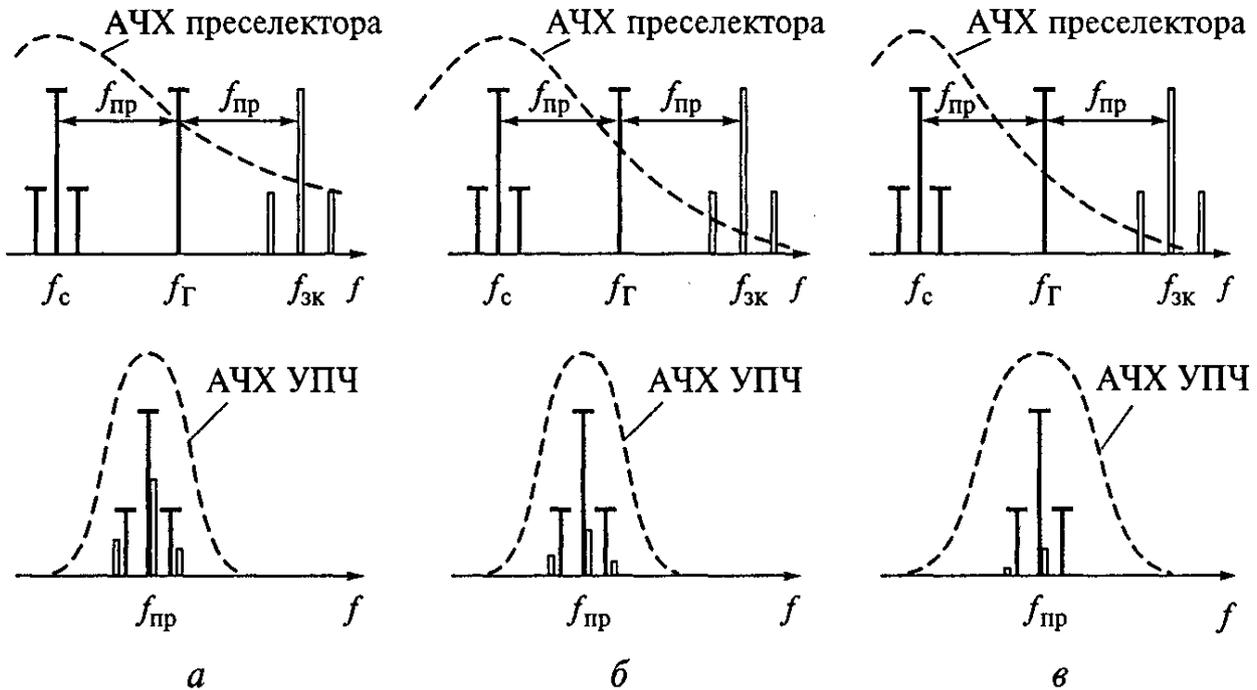
3) использование пониженной частоты  $f_{ПР}$  позволяет сузить полосу пропускания УПЧ без усложнения конструкции резонансных цепей, а полосу пропускания цепей промежуточной частоты может быть выбрана в соответствии с шириной спектра сигнала и тем самым будет обеспечивать эффективное подавление помех за пределами этого спектра.

С выхода УПЧ радиосигнал подается на детектор (Д) и далее на УЗЧ, которые в супергетеродинном приемнике выполняют те же функции, что и в приемнике прямого усиления.

Усиление в супергетеродинном радиоприемнике осуществляется на частоте  $f_c$  в преселекторе, на промежуточной частоте  $f_{ПР}$  в УПЧ и на звуковой частоте модуляции  $F_M$  в УЗЧ.

Преобразование частоты обуславливает особенности супергетеродинного приемника, которые проявляются прежде всего в образовании побочных каналов приема. Действительно, колебания промежуточной частоты могут формироваться не только в результате преобразования сигнала в соответствии с формулой  $f_{ПР} = |f_{Г} - f_c|$ , но и в результате действия помехи с частотой  $f_{П}$ , удовлетворяющей условию  $f_{ПР} = |nf_{П} \pm mf_c|$ , где  $n = m = 0, 1, 2, \dots$ . Попадая в

полосу пропускания тракта промежуточной частоты, помехи накладываются на принимаемый сигнал и искажают его.



**Рисунок 2.6. Образование зеркального канала в супергетеродинном УПОС при низкой (а), средней (б) и высокой (в) избирательности преселектора**

Таким образом, *побочными каналами приема* называются полосы частот, находящиеся за пределами канала, на который настроен радиоприемник, но сигналы которых могут проходить на выход радиоприемника. *Наибольшую опасность представляет зеркальный канал и канал прямого прохождения промежуточной частоты.*

*Зеркальным* называется побочный канал приема радиосигналов, отличающийся по частоте от частоты настройки радиоприемника на удвоенное значение промежуточной частоты.

Пусть при верхней настройке частоты гетеродина  $f_{\Gamma}$  одна из вещательных станций (зеркальный канал) имеет несущую частоту  $f_{3K} = f_c + 2f_{\text{ПР}}$  отличающуюся от частоты полезного радиосигнала  $f_c$  на удвоенную промежуточную частоту. На рис. 2.6 графически показано образование зеркального канала в супергетеродинном УПОС.

Попадая на вход смесителя, колебания с частотой  $f_{3K}$  согласно алгоритму  $|nf_c \pm mf_{\Gamma}|$  преобразуются в колебания с промежуточной частотой  $f_{\text{ПР}} = |nf_{3K} - mf_{\Gamma}|$ , так же как и полезный радиосигнал (см. рис. 2.6, б). Приемник в этом случае будет одновременно принимать колебания двух станций с частотами  $f_c$  и  $f_{3K}$ , расположенными симметрично (зеркально) относительно частоты гетеродина. Но при этом колебания с частотой  $f_c$  соответствуют полезному сигналу, а колебания с частотой  $f_{3K}$  — помехе. Как следует из рис. 2.6, в, подавить зеркальный канал можно только в преселекторе. Отметим два очевидных

способа повышения избирательности по зеркальному каналу. *Повышение избирательных свойств преселектора возможно, во-первых, путем увеличения числа контуров и их добротности и, во-вторых, увеличением значения промежуточной частоты, что позволяет увеличить (отодвинуть) частоту зеркального канала.*

Первый способ повышения избирательности по зеркальному каналу иллюстрирует рис. 2.6, б, где показана АЧХ преселектора с лучшими избирательными свойствами. Если подавить зеркальный канал должным образом не удастся первым способом, то необходимо увеличить значение промежуточной частоты (см. рис. 2.6, в).

Источником помех в радиоприемнике является также *канал прямого прохождения* — побочный канал приема, включающий в себя промежуточную частоту. Помеха на частоте, равной промежуточной  $f_{ПР}$ , может проходить через смеситель как через обычный усилитель. УПЧ усиливает помеху канала прямого прохождения так же, как и сигнал.

*Мешающее действие помехи канала прямого прохождения, как и зеркального канала, может быть ослаблено только в преселекторе.*

В супергетеродинном приемнике существуют также побочные каналы приема, связанные с преобразованием на гармониках гетеродина  $2f_G, 3f_G, \dots$ . Вокруг этих гармоник могут располагаться помехи с частотами  $2f_G \pm f_{ПР}, 3f_G \pm f_{ПР}$  и т.д.

Вернемся к рис. 2.6, в, где показано, что с ростом значения промежуточной частоты повышается избирательность по зеркальному каналу: увеличение частоты  $f_{ПР}$  ведет к расширению полосы пропускания УПЧ, так как полоса пропускания контуров УПЧ пропорциональна несущей частоте  $P=f_0/Q_K$  (на рис. 2.6, в полоса пропускания УПЧ шире, чем на рис. 2.6, а). Повышение избирательности по зеркальному каналу таким способом может привести к недопустимому расширению полосы УПЧ и снижению избирательности по соседнему каналу. Высокие требования к избирательности одновременно по соседнему и зеркальному каналам не всегда могут быть достигнуты в супергетеродинном приемнике с одним преобразованием частоты. В этом случае в радиоприемном устройстве *применяют двойное преобразование частоты.*

**Приемник с двойным преобразованием частоты** содержит два преобразователя и два УПЧ. Первую промежуточную частоту выбирают значительно выше второй -  $f_{ПР1} \gg f_{ПР2}$ . При этом частота первого зеркального канала имеет высокое значение и эффективно подавляется в преселекторе. Напряжение с частотой  $f_{ЗК2}$  второго зеркального канала опасно лишь в том случае, если оно попадает на вход второго преобразователя, когда возможны два пути прохождения напряжения с частотой  $f_{ЗК2}$ .

Во-первых, второй зеркальный канал может непосредственно проходить через ВЦ, УРЧ, первый преобразователь и первый УПЧ. Очевидно, что на этом пути напряжение с частотой  $f_{ЗК2}$  будет эффективно подавлено.

Второй путь состоит в воздействии на вход приемника помехи с частотой  $f_{П} = f_C + 2f_{ПР}$ , которая во втором преобразователе преобразуется в колеба-

ния второго зеркального канала с частотой  $f_{зк2}$ . В этом случае только первый УПЧ может обеспечить избирательность по второму зеркальному каналу.

*Итак, в приемнике с двойным преобразованием частоты избирательность по первому зеркальному каналу обеспечивается преселектором, по второму зеркальному каналу - первым УПЧ.*

В ряде случаев первую промежуточную частоту выбирают выше максимальной частоты диапазона. Супергетеродинный радиоприемник с преобразованием частоты, осуществляющий перенос спектра радиосигнала “вверх”, называется **инфранимным приемником**.

При высоких значениях частоты гетеродина на качество радиоприема может оказывать влияние его нестабильность. Здесь особенно важно значение первого гетеродина. Уменьшить влияние нестабильности частоты первого гетеродина можно путем выполнения гетеродина в виде *синтезатора частоты* с заданным шагом перестройки, представляющего устройство для формирования гармонических колебаний с заданными частотами из колебаний одного или нескольких опорных генераторов.

**Приемники прямого преобразования.** Если частоту гетеродина в супергетеродинном приемнике выбрать равной частоте принимаемого сигнала, то промежуточная частота будет равна нулю. При этом в приемнике обеспечивается прямое преобразование частоты радиосигнала в низкую звуковую без предварительного переноса ее на промежуточную. Подобные приемники получили название *приемники прямого преобразования (синхродины, гомодины)*. В таких приемниках подавление помех и основное усиление сигнала осуществляется в основном на низкой частоте, что реализуется существенно проще и дешевле.

**Цифровые радиоприемники.** Физический процесс, отображающий передаваемое сообщение, называется *сигналом*. Если сигнал непрерывен во времени (рис. 2.7, а), т. е. может принимать любые значения в определенном интервале времени, то он называется *аналоговым*. Передаваемое сообщение не будет потеряно, если вместо непрерывного сигнала периодически рассматривать те значения, которые аналоговый сигнал принимает в определенные отдельные моменты времени (рис. 2.7, б). При этом аналоговый сигнал превращается в *дискретный*. Чтобы передаваемое сообщение сохранилось в дискретном сигнале, необходимо, согласно теореме Котельникова, интервалы периода дискретизации  $t_d$  выбрать из условия  $t_d \leq 1/(2F)$ , где  $F$  - верхняя частота спектра сигнала. Кроме дискретизации во времени можно произвести дискретизацию по уровню - *квантование* сигнала. При квантовании значение дискретного сигнала округляется до некоторого ближайшего определенного значения, при этом дискретный сигнал превращается в *цифровой* (рис. 2.7, в). С уменьшением интервала квантования цифровой сигнал более точно отражает дискретный. Квантованный сигнал *кодируется*, т. е. он описывается с помощью цифрового кода. При кодировании каждому квантованному значению дискретного сигнала соответствует (обычно в двоичном коде) опреде-

ленное число. Если, например, число уровней квантования равно  $2^a$ , то сигнал может быть представлен в виде посылок  $a$  - разрядного двоичного кода. Дальнейшая обработка цифрового сигнала производится цифровыми устройствами.

Приемники, в которых основную обработку принятых сигналов производят с помощью цифровых устройств, называют *цифровыми*. Упрощенная структурная схема цифрового приемника (рис. 2.8) имеет свою специфику.

Аналоговая смесь сигнала и помех на входе приемника предварительно обрабатывается в устройстве аналоговой обработки УАО, которое включает в себя элементы структурной схемы супергетеродинного приемника (см. рис. 2.5) от антенны до элементов, преобразующих аналоговый сигнал в цифровой. Обычно в УАО сигнал фильтруется и усиливается. Это преобразование аналогового сигнала в цифровой может осуществляться как на радио, так и на промежуточной частоте. После УАО сигнал дискретизируется в устройстве выборки-хранения УВХ, квантуется по уровню и кодируется в аналого-цифровом пре-

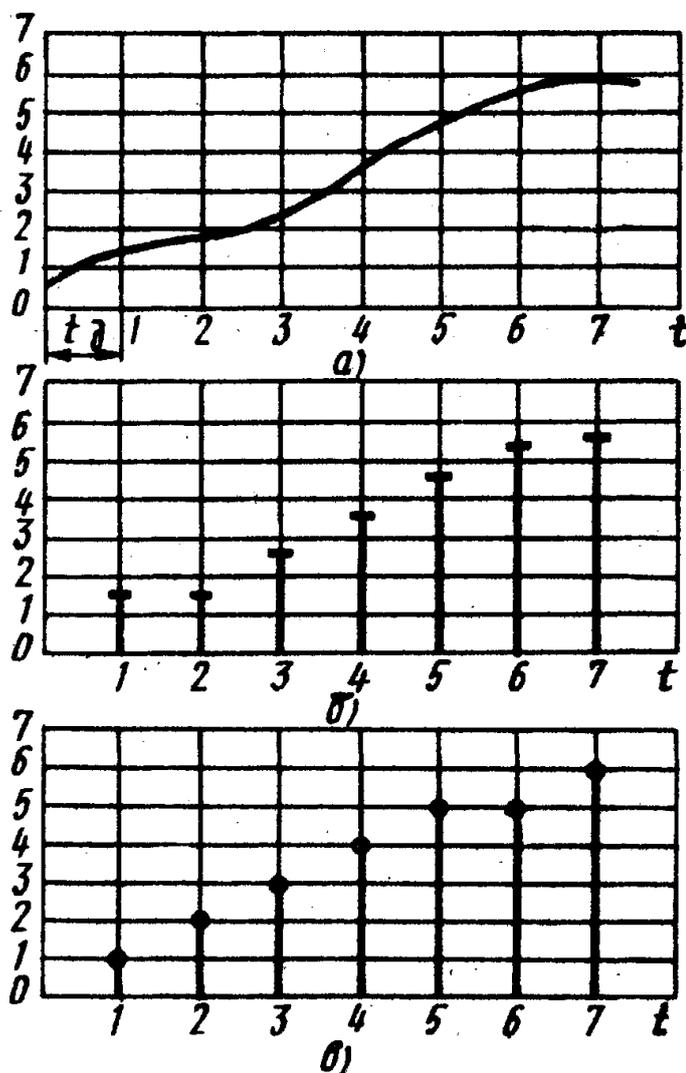


Рисунок 2.7. Квантование аналогового сигнала

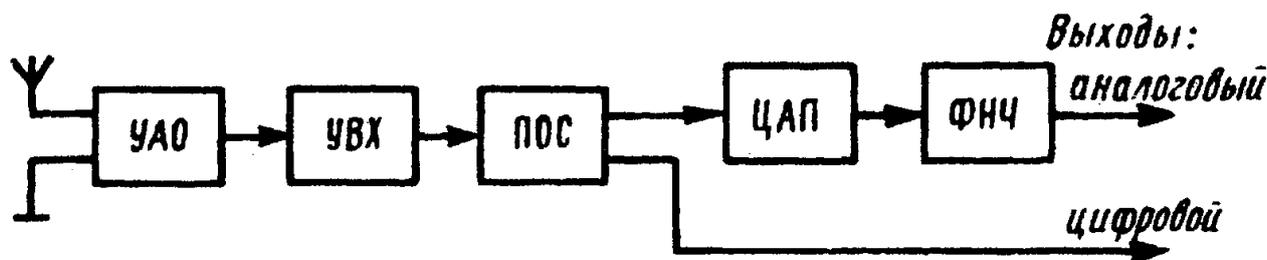


Рисунок 2.8. Структурная схема цифрового радиоприемника

образователе АЦП. Далее сигнал в цифровой форме поступает на процессор обработки сигнала ПОС, в котором производится основная селекция сигналов, их демодуляция, сложение разнесенных сигналов, синхронизация и другие необходимые при приеме сигнала операции. С выхода ПОС при приеме дискретной информации сигнал в цифровой форме поступает на регистрирующую аппаратуру или запоминающее устройство ЭВМ, а при приеме аналоговых сообщений сигнал преобразуется в цифроаналоговом преобразователе ЦАП и фильтре нижних частот ФНЧ в аналоговую форму. На структурной схеме рис. 2. 8 не показаны блоки, которые осуществляют цифровые контроль и управление работой приемника.

Цифровые УПОС находят все более широкое применение. Это связано как с достижениями в области микроэлектроники и вычислительной техники, так и с существенно большими возможностями цифровой обработки сигналов по сравнению с аналоговой.

## 2.3 Классификация и основные характеристики радиоприемных устройств

### 2.3.1 Классификация радиоприемных устройств

Современные УПОС отличаются друг от друга назначением, видом принимаемых сигналов, параметрами и т. д.

По назначению УПОС можно разделить на профессиональные и бытовые. К *профессиональным УПОС* относятся приемники для радиосвязи, радиоуправления, радиолокации, радионавигации, радиотелеметрии и т. д. В зависимости от места установки профессиональные УПОС могут быть стационарными, бортовыми (судовыми, спутниковыми, самолетными) и т. д.

*Бытовые УПОС* предназначены для приема программ звукового и телевизионного радиовещания. В зависимости от сложности и качества они делятся на классы. Бытовые приемники могут быть переносными, автомобильными и т. д.

По виду принимаемых сигналов выделяют приемники непрерывных и дискретных сигналов.

*Приемники непрерывных сигналов* могут различаться по виду модуляции принимаемых сигналов: с амплитудной (АМ), однополосной (ОМ), частотной (ЧМ) и фазовой (ФМ) модуляцией.

*Приемники дискретных сигналов* также можно подразделить на *приемники импульсной модуляции* (с импульсно-кодовой модуляцией, дельта-модуляцией и др.) и *телеграфные*.

Телеграфные РПУ в зависимости от вида манипуляции (модуляции) сигнала подразделяются на приемники амплитудного, частотного и фазового телеграфирования.

По диапазону частот принимаемых сигналов различают приемники НЧ, СЧ, ВЧ, ОВЧ и СВЧ. *Радиовещательные приемники* по диапазону длин волн бывают ДВ, СВ, КВ и УКВ.

Приемники дециметровых, сантиметровых и миллиметровых волн широко используются в радиолокации и спутниковых системах связи.

Радиоприемники можно классифицировать также по ряду других признаков: способу питания, конструктивному выполнению и др.

### 2.3.2 Основные характеристики радиоприемных устройств

**Общие сведения.** При анализе работы радиоприемника используется ряд характеристик и параметров, в том числе внешних и внутренних, которые можно разделить на четыре группы: *электрические, конструктивные, эксплуатационные и производственно-экономические.*

Конструктивные, эксплуатационные и производственно-экономические характеристики определяются такими факторами, как массовость производства, продолжительность непрерывной работы, общий срок службы, требуемый уровень надежности, допустимые масса и габаритные размеры и др. Эти характеристики существенно различны для разных приемников и обычно рассматриваются с учетом конкретного назначения.

Электрические характеристики являются общими для большинства радиоприемников. Рассмотрим основные характеристики этой группы.

**Диапазон рабочих частот.** Он задается как полоса частот настройки приемника, в пределах которой все основные характеристики обеспечиваются не хуже заданных. Приемник может иметь плавную или дискретную настройку. Плавная настройка применяется в радиовещании, а дискретная, как правило, в приемниках профессионального типа.

**Чувствительность.** Под чувствительностью понимается свойство радиоприемника принимать слабые сигналы в отсутствие внешних помех. Количественно чувствительность характеризуется минимально необходимой мощностью или ЭДС сигнала в антенне (или в эквиваленте антенны), при которых обеспечивается нормальное функционирование подключенного к выходу устройства обработки (или оконечного прибора) при заданных параметрах модуляции и заданном превышении сигнала над внутренним шумом приемника.

**Помехоустойчивость.** Под помехоустойчивостью понимается свойство радиоприемника принимать слабые сигналы в условиях действия различных помех. Количественно помехоустойчивость часто характеризуют эффективной чувствительностью, т. е. минимально необходимым уровнем сигнала на входе, при котором обеспечивается нормальное функционирование устройства, подключаемого на выходе, при заданных параметрах модуляции сигнала, заданных параметрах помехи и заданном превышении сигнала над помехой.

**Частотная избирательность.** Под частотной избирательностью понимают свойство радиоприемника ослаблять внеканальные помехи и выделять слабые сигналы. Количественные характеристики частотной избирательности зависят от числа внеканальных помех, их мощности и частоты, нелинейных свойств приемного тракта.

**Верность воспроизведения закона модуляции.** Эта характеристика описывает свойство приемника воспроизводить на выходе закон модуляции принятого радиосигнала с заданной точностью. Количественно характеристику оценивают уровнем искажений закона модуляции (или модулирующей функции).

**Динамический диапазон.** Под этой характеристикой понимают диапазон амплитуд входного сигнала, при котором обеспечивается нормальное функционирование приемника. Нижняя граница диапазона определяется чувствительностью приемника, верхняя - допустимыми искажениями сигнала в тракте приема.

**Электромагнитная совместимость (ЭМС).** С помощью данной характеристики определяют возможность использования приемника совместно с другими радиоустройствами, которые могут создавать помехи для радиоприемника или могут быть подвержены действию помех от этого приемника.

Требования по рациональному использованию радиочастотных диапазонов и нормированию радиоизлучений введены в стандарты. Имеются рекомендации международных организаций по вопросам распределения радиочастот между отдельными службами (радиолокация, радионавигация, радиосвязь, радиовещание, телевидение и т. д.). Для выполнения этих требований и рекомендаций в приемниках принимают меры по уменьшению их собственных излучений и предусматривают защиту приемников от влияния помех других устройств по соседним и побочным каналам приема, а также от помех промышленного происхождения. Количественно ЭМС задается допустимыми уровнями напряжений гетеродина, просачивающихся в антенну, на выход приемника, в цепи питания, управления и коммутации.

**Устойчивость характеристик приемника.** В процессе эксплуатации из-за колебаний температуры окружающей среды, питающих напряжений, старения элементов и других дестабилизирующих факторов характеристики приемника неизбежно изменяются.

*Главной причиной частотной нестабильности приемника является изменение частоты сигнала гетеродина.* Высокие требования к стабильности частоты настройки привели к созданию высокостабильных синтезаторов частот с относительной нестабильностью частоты  $\delta f_r / f_r = 10^{-7}$ .

## 2.4 Радиосигналы и помехи

**Общие сведения.** Радиосигналы, поступающие от приемной антенны на вход устройства приема и обработки сигнала (УПОС), искажены из-за дей-

ствия различных помех. Вредное действие помех на процесс приема и обработки радиосигнала может быть сведено к минимуму, если известны характеристики сигналов и помех. Поэтому одной из первых задач, которые решаются при создании УПОС, является задача идентификации сигналов и помех. Суть этой задачи заключается в построении моделей радиосигналов и помех и определении их количественных характеристик.

**Принимаемые радиосигналы.** Радиосигнал является носителем передаваемой или извлекаемой информации, которая содержится в законе его модуляции по одному или нескольким параметрам (амплитуде, частоте, фазе и т. п.). Информация присутствует в радиосигнале в форме совокупности знаков, называемой сообщением. Поэтому радиосигналы прежде всего различают по виду передаваемых сообщений, которые могут быть непрерывными или дискретными. В некоторых радиосистемах сообщения предварительно кодируются с целью повышения помехоустойчивости. Это характерно прежде всего для систем передачи дискретных сообщений, обеспечивающих информационный обмен между ЭВМ, которые разнесены на большое расстояние.

По виду модуляции радиосигналы могут быть разделены большое число групп. При этом каждой группе соответствует определенное сочетание модулятора и демодулятора (тип модема), с помощью которых сигнал обрабатывается, и из него выделяется сообщение.

Определенный класс помех воздействует непосредственно на радиосигналы. Такие помехи называются мультипликативными и возникают чаще всего из-за неоднородности среды распространения радиоволн или отражения от цели сложной формы (поверхности Земли, пространственно-распределенных объектов и т. п.). Рассмотрим основные модели принимаемого радиосигнала с учетом действия мультипликативных помех.

В большинстве случаев радиосигналы являются узкополосными, т. е. ширина спектра  $\Delta f_c$  сигнала много меньше несущей частоты  $f_c$  ( $\Delta f_c / f_c \ll 1$ ). Пусть радиосигнал, генерируемый на передающей стороне, имеет в общем случае амплитудно-частотную (либо фазовую) модуляцию:

$$u_{\Pi} = U(t) \cos[\omega_c t + \psi(t) + \varphi_0] = \operatorname{Re}\{\dot{U}(t) \exp[j(\omega_c t + \varphi_0)]\},$$

где  $U(t)$ ,  $\psi(t)$  — медленно меняющиеся функции времени (по сравнению с колебанием  $\cos \omega_c t$ , характеризующие законы амплитудной и фазовой модуляции;  $\varphi_0$  — начальная фаза;  $\dot{U}(t) = U(t) \exp[j\psi(t)]$  — комплексная огибающая радиосигнала, в которой содержится полезная информация.

Комплексная огибающая может быть представлена в декартовой форме

$$\dot{U}(t) = U(t) \cos \psi(t) + jU(t) \sin \psi(t) = U_c(t) + U_s(t),$$

где  $U_c(t)$ ,  $U_s(t)$  — огибающая квадратурных составляющих вещественного сигнала.

Принимаемый радиосигнал формируется обычно в условиях многолучевого распространения радиоволн и представляет собой сумму ослабленного сигнала передатчика и большого числа дополнительных сигналов, отраженных элементарными отражателями в среде распространения радиоволны:

$$u_c(t) = \operatorname{Re}\{\dot{U}_c(t)\exp[j(\omega_c t + \varphi_0)]\},$$

где  $\dot{U}_c(t) = \sum_{i=1}^n G_i(t)\dot{U}(t - \tau_i)\exp[j\Omega_i(t - \tau_i) - j\omega_c\tau_i]$  - комплексная огибающая принимаемого сигнала;  $\dot{G}_i = g_i(t)\exp[j\varphi_i(t)]$  — комплексный множитель, учитывающий условия отражения радиосигнала от  $i$ -го отражателя;  $\tau_i$ ,  $\Omega_i$  — запаздывание и сдвиг по частоте (за счет эффекта Доплера)  $i$ -го радиосигнала относительно сигнала передатчика.

В радиолокации модель радиосигнала  $u_c(t)$  соответствует случаю облучения зондирующим (передающим) сигналом  $u_{\Pi}(t)$  сложной цели, состоящей из  $n$  отдельных «блестящих» точек. При этом  $\tau_i = 2R_i/c$  - время запаздывания сигнала, отраженного от  $i$ -й блестящей точки, удаленной от РЛС на расстояние  $R_i$ , а  $\Omega_i = 2v_i\omega_0/c$  - доплеровский сдвиг частоты при радиальной скорости блестящей точки  $v_i$ . Если предположить, что фазы  $\varphi_i(t)$  статистически независимы, множители  $g_i(t)$  имеют примерно одинаковые статистические свойства,  $\tau_i = \tau$ ,  $\Omega_i = \Omega_D$  и число блестящих точек  $n$  велико, то на основании центральной предельной теоремы теории вероятностей можно записать

$$u_c(t) = \operatorname{Re}\{\dot{U}_c(t)\exp[j(\omega_c t + \varphi_0)]\},$$

где  $\dot{U}_c = \dot{M}(t)\dot{U}(t - \tau)\exp[j\Omega_D(t - \tau) - j\omega_c\tau]$  — комплексная огибающая принимаемого радиосигнала;  $\dot{M}(t) = \sum_{i=1}^n g_i(t)\exp[j\varphi_i(t)]$  комплексная гауссова случайная величина, учитывающая действие мультипликативной помехи.

Рассмотренная модель радиосигнала в задаче радиолокации ( $n$  блестящих точек) справедлива для случая медленных флуктуации амплитуды принимаемого радиосигнала, когда на интервале наблюдения  $(0, T_H)$  модуль  $|M|$  практически остается постоянным благодаря тому, что время корреляции случайного процесса  $M(t)$   $\tau_M > T_H$ . Такие флуктуации часто называют «замираниями» радиосигнала. При этом радиосигнал  $u_c(t)$  на входе УПОС отличается от зондирующего сигнала  $u_{\Pi}(t)$  четырьмя параметрами: случайными амплитудой  $M = |\dot{M}(t)|$ , фазой  $\arg[\dot{M}(t)]$ , доплеровским сдвигом частоты  $\Omega_D$  и запаздыванием  $\tau$ . Нетрудно видеть, что из принятого радиосигнала

можно выделить информацию о дальности  $R$  и радиальной скорости  $v$  цели а также информацию об отражающих свойствах цели.

Модель радиосигнала  $u_c(t)$  можно использовать в задаче радиосвязи в пределах прямой видимости, когда имеет место однолучевое распространение радиоволн ( $i = 1$ ),  $M(t) = M = \text{const}$ , доплеровский сдвиг  $\Omega_d$ , запаздывание  $\tau$  и характеристики канала распространения радиоволн постоянны, т. е.  $\dot{M}(t) = \dot{M} = \text{const}$ . Тогда принимаемый радиосигнал имеет вид

$$u_c(t) = \text{Re} \left\{ \dot{U}_c(t) \exp \left[ j(\omega_c t + \varphi_0) \right] \right\},$$

где  $U_c(t) = \dot{M} \dot{U}(t - \tau) \exp \left[ j\Omega_d(t - \tau) - j\omega_c t \right]$  — комплексная огибающая радиосигнала на входе УПОС.

Следует отметить, что действие мультипликативной помехи при медленных флюктуациях модуля коэффициента отражения  $|\dot{M}(t)|$  не приводит к искажению закона модуляции, а проявляется в случайных изменениях огибающей и фазы сигнала от одного интервала наблюдения к другому. Это обстоятельство существенно упрощает структуру УПОС, которая определяется выбранным видом модуляции (закона модуляции).

В более сложных ситуациях, например при радиолокации пространственно-распределенных отражателей с изменением взаимного расположения во времени (радиолокация земного покрова, метеорадиолокация и т. д.), происходит «размывание» (искажение) закона модуляции в принимаемом радиосигнале, что необходимо учитывать при разработке УПОС.

**Помехи радиоприему.** Кроме мультипликативных помех, непосредственно воздействующих на радиосигнал, существенные трудности радиоприему создает большая группа аддитивных помех. Эти помехи накладываются на радиосигнал, образуя с ним аддитивную сумму на входе УПОС.

Рассмотрим классификацию аддитивных помех радиоприему по ряду признаков. Целесообразно различать два широких диапазона радиочастот: диапазон умеренно высоких частот и диапазон сверхвысоких частот. Граница между этими диапазонами расположена в области метровых волн (примерно 30 МГц).

По месту возникновения помехи делятся на внутренние и внешние. К внутренним относятся внутренний (тепловой) шум приемника, а также паразитные сигналы, возникающие из-за неидеальности конструкции приемника (наводки по цепям питания, фон переменного тока др.). Внешние помехи бывают естественными и искусственными. К естественным относятся атмосферные помехи и космические шумы, к искусственным — промышленные помехи и помехи от мешающих радиостанций. В сложных радиосистемах помехи по месту возникновения делят на внутрисистемные (шум квантования, переходные межканальные помехи, внеполосные и побочные излучения передатчиков данной системы, излучения гетеродинов, коммутационные и контактные по-

мехи и др.) и внесистемные, которые создаются источниками, не принадлежащими данной радиосистеме.

По характеру излучения помехи делят на непрерывные и импульсные, детерминированные и случайные, стационарные и нестационарные.

Обычно в каждом конкретном случае на УПОС действует сравнительно небольшое число различных видов помех, которые следует учитывать при его проектировании.

*В диапазоне умеренно высоких частот наиболее существенно проявляются атмосферные и промышленные помехи.* Эти помехи весьма интенсивны и действуют практически всегда. Источником атмосферных помех являются грозовые разряды, которые наводят в приемной антенне напряжение в виде затухающих колебаний длительностью около 0,1...3 мс. Спектральная плотность таких помех убывает с частотой (кривая 1 на рис. 2.9). В среднем в атмосфере Земли каждую секунду происходит более 100 сильных грозовых разрядов, создающих электромагнитные колебания, распространяющиеся на десятки тысяч километров. На рис. 2.9 приведены графики, иллюстрирующие примерную зависимость уровня различных помех от частоты. Кривая 1 соответствует максимальной напряженности поля атмосферных помех, пересчитанной к полосе 1 кГц, кривая 2 — минимальному уровню этих помех. Из рисунка следует, что мешающее действие атмосферных помех в основном сказывается в диапазоне умеренно высоких частот, а на частотах выше 30 МГц их действием можно пренебречь.

*Основные источники промышленных помех* — это устройства, работа которых сопровождается искрообразованием (электромашины, системы зажигания двигателей внутреннего сгорания и т. п.). Действие таких помех усиливается тем, что помеху излучает не только источник, но и различные соединительные провода могут стать передающими антеннами. Кривая 3 на рис. 2.9 характеризует зависимость напряженности поля промышленных помех для современного города средних размеров при ненаправленных антеннах приемника. Из-за импульсного характера помехи ее спектральная плотность уменьшается с ростом частоты, и на частотах выше 30 МГц действием промышленных помех можно пренебречь.

*Помехи от мешающих радиостанций* возникают из-за нарушения регламента распределения рабочих частот между радиостанциями, недостаточной стабильности частот и плохой фильтрации гармоник сигнала передатчика, а также из-за нелинейных явлений в приемном тракте (перекрестная модуляция и интермодуляционные помехи при приеме АМ сигналов). В диапазоне дециметровых волн мешающие радиостанции являются основными источниками помех, определяющими качество работы систем радиосвязи. Нередки случаи, когда в полосе пропускания приемника существуют одновременно сигналы от десяти и более радиостанций.

Космические шумы обусловлены радиоизлучением Солнца и других небесных тел. В пределах диапазона радиоволн напряженность поля космических шумов практически линейно уменьшается с ростом частоты. Кривая 5 на рис. 2.9 соответствует усредненному максимальному уровню космических шумов за сутки, а кривая 6 — минимальному.

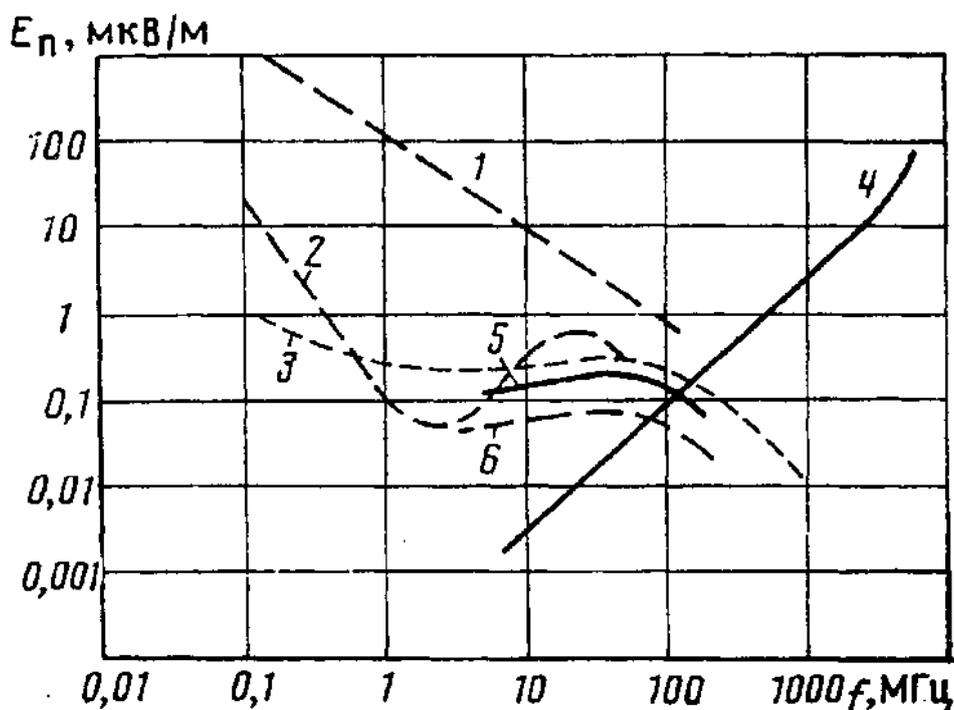


Рисунок 2.9. Зависимость уровня помех от частоты

Внутренний шум приемника, определяемый хаотическим движением носителей заряда в элементах самого приемника, сказывается в основном в диапазоне СВЧ. Кривая 4 на рис. 2.9 характеризует средний уровень собственных шумов высококачественного современного радиоприемника.

Для борьбы с вредным влиянием помех большое значение имеет знание временных и спектральных характеристик помех. В зависимости от этих характеристик различают *квазигармонические, импульсные и флюктуационные помехи*.

*Квазигармоническая (или сосредоточенная по частоте) помеха* представляет собой гармоническое колебание со сравнительно медленно изменяющимися амплитудой и фазой. Ширина спектра помехи мала по сравнению с его средней частотой.

*Импульсная помеха* - это либо одиночный импульс, либо последовательность импульсов. Длительность каждого импульса мала по сравнению с длительностью переходного процесса в селективных цепях приемника.

Длительность интервала между соседними импульсами велика по сравнению с длительностью переходного процесса. При этом напряжение помехи в приемнике от одного импульса затухает практически полностью к моменту поступления следующего импульса.

*Флюктуационная помеха* представляет собой случайную последовательность импульсов, следующих друг за другом с интервалами, много меньшими длительности переходного процесса в приемнике. При этом переходные процессы от отдельных импульсов суммируются, образуя случайный процесс непрерывного типа.

Отношение сигнал/помеха на входе УПОС можно увеличить следующими путями: применением пространственной и поляризационной селекции (ослабление помех достигается за счет направленных свойств антенны и согласования по поляризации принимаемой электромагнитной волны с антенной); размещением приемного оборудования на радиостанциях, удаленных от городов и других объектов, содержащих большое число источников промышленных помех; ослаблением промышленных помех в местах их возникновения.

Для повышения помехоустойчивости УПОС нужно: увеличивать селективность (частотную, поляризационную, временную, амплитудную и т. п.), уменьшать внутренние шумы, улучшать линейность приемного тракта (при этом ослабляются нелинейные явления, вызывающие усиление действия помех), применять специальные устройства защиты от помех и обработки смеси сигнала и помех для выделения сигнала путем максимального использования особенностей сигнала и помех и различий между ними.

## 2.5 Показатели качества радиоприемного устройства

### 2.5.1 Чувствительность радиоприемного устройства

*Чувствительностью* называется способность приемника принимать слабые радиосигналы. Количественно чувствительность оценивается минимальной ЭДС в антенне  $\varepsilon_{АНТ}$  или мощностью  $P_{АНТ}$ , при которой на выходе приемника сигнал воспроизводится с требуемым качеством. Под требуемым качеством обычно понимают либо обеспечение заданного уровня сигнала на выходе приемника при определенном отношении сигнал - помеха, либо обеспечение одного из вероятностных критериев приема сигнала.

Различают следующие виды чувствительности: *ограниченную шумом; ограниченную усилением; пороговую.*

*Чувствительность, ограниченная шумом*, — это минимальный уровень радиосигнала на входе приемника при заданном отношении мощностей (напряжений) полезного сигнала и шума (отношение сигнал - шум) и заданном уровне полезного сигнала на выходе его линейного тракта. Отношение сигнал - шум оговаривается в технической документации и, как правило, равно для АМ - тракта 20 дБ (1:10), для ЧМ - тракта 26 дБ (1:20) в монофоническом режиме и 50 дБ (1:316) в стереофоническом режиме.

*Чувствительность, ограниченная шумом*, устанавливает уровень входного сигнала, ниже которого качество приема считается недопустимым.

*Чувствительность, ограниченная усилением*, определяется минимальным уровнем радиосигнала на входе, необходимым для получения заданного уровня на выходе приемника.

*Пороговая чувствительность* - это минимальный уровень радиосигнала на входе, необходимый для получения равных уровней полезного сигнала и шума на выходе (отношение сигнал - шум равно 1).

*Для современного приемника основной характеристикой является чувствительность, ограниченная шумом*. Это предопределено тем, что коэффициент усиления всего тракта приемника достаточно велик и составляет  $10^5 \dots 10^7$ . Значит, приемник в состоянии усиливать собственные шумы до уровня стандартной выходной мощности. Отсюда понятно, почему важно знать отношение сигнал - шум при измерении чувствительности.

Если в приемнике предусмотрена возможность подключения внешней антенны, то чувствительность оценивается как ЭДС сигнала  $\varepsilon_{АНТ}$ , наведенная в антенне. В диапазонах длинных, средних и коротких волн величина  $\varepsilon_{АНТ}$  выражается в микровольтах (милливольтах) или в децибелах относительно 1 мкВ (дБмкВ). В диапазоне УКВ применяются антенны, согласованные с входной цепью. Величина входного сигнала может быть определена как мощность, выделяемая на входном сопротивлении приемника, согласованном с активным сопротивлением антенны  $R_{АНТ}$ .

Для приемников со встроенной магнитной антенной либо внешней штыревой антенной с заданной действующей высотой  $h_D$  чувствительность выражают в единицах напряженности электромагнитного поля (мВ/м). Зная напряженность поля  $E$  и действующую высоту антенны  $h_D$ , можно вычислить ЭДС сигнала, наведенного в антенне,  $\varepsilon_{АНТ} = E / h_D$ .

## 2.5.2 Шумы радиоприемного устройства

**Характеристика шумовых процессов.** Чувствительность радиоприемника характеризуется в первую очередь его внутренними шумами, которые обусловлены флуктуациями напряжений и токов в активном элементе, а также беспорядочным движением электронов в резисторах и активных составляющих комплексных сопротивлений.

Электрические шумы можно условно разделить на три вида: *тепловые, дробовые и избыточные*.

Тепловые шумы наблюдаются в активных сопротивлениях и обусловлены случайным характером движения носителей дискретных электрических зарядов.

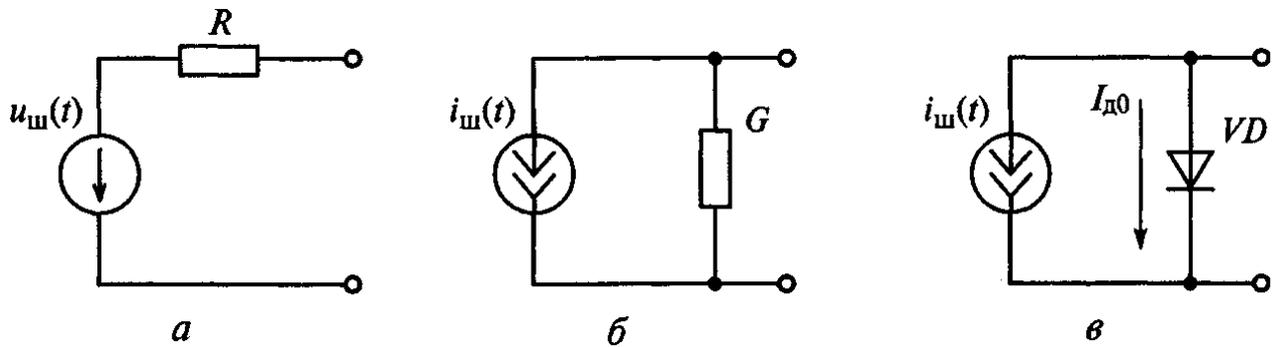


Рисунок 2.8. Эквивалентные шумовые схемы резистора (а), проводимости (б) и диода (в)

На рис. 2.8 показаны эквивалентные шумовые схемы резистора, проводимости и диода. Каждое шумящее сопротивление может быть представлено в виде генератора шумового напряжения  $u_{ш}(t)$  с внутренним нешумящим сопротивлением  $R$  (см. рис. 2.8, а) либо в виде генератора шумового тока  $i_{ш}(t)$  с внутренней проводимостью  $G$  (см. рис. 2.8, б).

Средний квадрат шумового напряжения или тока вычисляется по формулам Найквиста:

$$\begin{aligned} \overline{u_{ш}^2(t)} &= 4kTR\Pi_{\text{эф ш}}; \\ \overline{i_{ш}^2(t)} &= 4kTG\Pi_{\text{эф ш}}, \end{aligned} \quad (2.1)$$

где  $k = 1,39 \cdot 10^{-23}$  Дж/К - постоянная Больцмана;  $T$  - абсолютная температура, К.

В случае произвольной АЧХ устройства, на выходе которого регистрируются тепловые шумы сопротивления, эффективная шумовая (энергетическая, интегральная) полоса пропускания определяется выражением

$$\Pi_{\text{эф ш}} = \int_0^{\infty} K_H^2(f) d(f), \quad (2.2)$$

где  $K_H(f) = K(f)/K(f_0) = K(f)/K_0$  - нормированная АЧХ устройства.

Например, для однокаскадного УРЧ с полосой пропускания  $\Pi$  по уровню 0,707 расчет по формуле (2.2) дает  $\Pi_{\text{эф ш}} = 1,57\Pi$ , а для многокаскадного -

$$\Pi_{\text{эф ш}} = 1,1\Pi.$$

$$\Pi_{\text{эф ш}} = 1,1\Pi.$$

Выражение  $K_H^2(f)$  представляет собой квадрат нормированной АЧХ линейного тракта радиоприемного устройства. Поэтому интеграл в формуле (2.2) равен площади, ограниченной квадратом нормированной АЧХ устройства и осью частот. На рис. 2.9 показан график эффективной шумовой полосы пропускания РПУ. Так как максимальная ордината кривой равна единице, то указанный интеграл численно равен основанию  $\Pi_{\text{эф.ш}}$  заштрихованного прямоугольника с высотой, равной единице.

Для практических расчетов эффективного напряжения тепловых шумов резистора, находящегося при комнатной температуре  $T = 300 \text{ К}$  ( $kT = 4 \cdot 10^{-21} \text{ Вм/Гц}$ ),

может быть использовано соотношение

$$U_{\text{ш}} [\text{мкВ}] = \sqrt{\overline{u_w^2(t)}} = 0,25 \sqrt{R [\text{кОм}] \cdot \Pi_{\text{эф.ш}} [\text{кГц}]}.$$

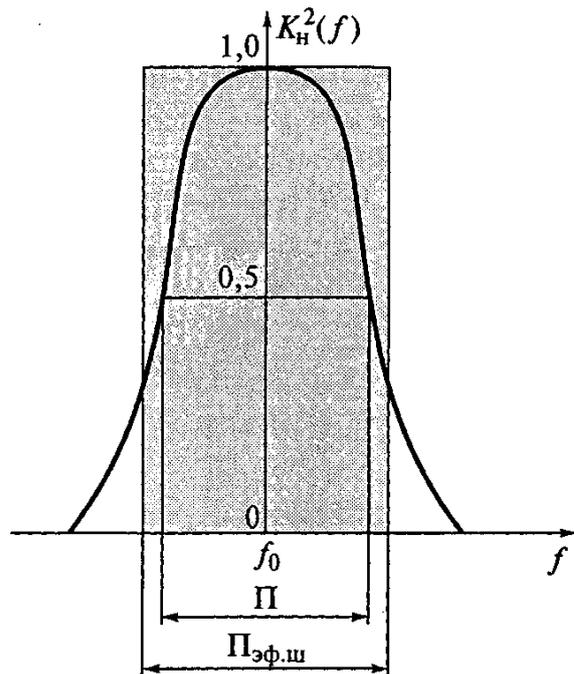
Обе модели тепловых шумов в активном сопротивлении в формулах (2.1) совершенно равноправны. Однако схема генератора напряжения (см. рис. 2.8, а) удобнее, когда нужно объединять несколько источников шума, включенных последовательно, а схема генератора тока (см. рис. 2.8, б) удобнее, когда нужно объединять шумы нескольких параллельно включенных источников.

Дробовые шумы являются результатом перехода дискретных носителей заряда через потенциальный барьер  $p$ — $n$ -перехода полупроводникового прибора (см. рис. 2.8, в) и характеризуются равномерным спектром практически во всем радиодиапазоне. Средний квадрат тока дробовых шумов рассчитывается с помощью формулы Шотки:

$$\overline{i_{\text{ш}}^2(t)} = 2e_0 I_{\text{д0}} \Pi_{\text{эф.ш}}, \quad (2.3)$$

где  $e_0 = 1,6 \cdot 10^{-19} \text{ Кл}$  - заряд электрона;  $I_{\text{д0}}$  — постоянная составляющая тока через диод ( $p$  —  $n$ -переход);  $\Pi_{\text{эф.ш}}$  — эффективная шумовая полоса пропускания.

*Избыточные шумы* связаны с большой группой флюктуационных явлений, имеющих место в различных электронных цепях (например, в резисторах, активных элементах). К этой группе относятся, в частности, некоторые разновидности генерационно - рекомбинационных эффектов в активных



**Рисунок 2.9.** Эффективная шумовая полоса пропускания УПОС

твердотельных элементах, процессы, связанные с теплообменом, модуляционные и поверхностные явления. На частотах более 10 кГц действие избыточных шумов можно не учитывать.

**Коэффициент шума и относительная шумовая температура.** Для анализа и количественной оценки шумовых свойств любого шумящего четырехполюсника в инженерной практике наибольшее распространение нашли такие шумовые параметры, как *коэффициент шума и относительная шумовая температура*.

Коэффициент шума (*дифференциальный*), выражаемый через спектральные плотности шума

$$Ш = \frac{F_{Ш Вых}(f)}{F_{Ш Ист Вых}(f)} = \frac{F_{Ш Вх}(f)}{F_{Ш Ист Вх}(f)}.$$

Если спектральная плотность шума не зависит от частоты, что удовлетворяет всему радиодиапазону, то пользуются понятием интегрального коэффициента шума:

$$Ш = \frac{P_{Ш}}{P_{Ш Ист}} = \frac{\overline{i_{Ш}^2(t)}}{\overline{i_{Ш Ист}^2(t)}} = \frac{\overline{U_{Ш}^2(t)}}{\overline{U_{Ш Ист}^2(t)}}, \quad (2.4)$$

где мощности  $P_{Ш}$  и  $P_{Ш \cdot Ист}$  как и спектральные плотности  $F_{Ш}(f)$  и  $F_{Ш Ист}(f)$  шумов усилителя и источника сигнала, могут быть отнесены как к выходным, так и к входным зажимам четырехполюсника.

На основании формулы (2.4) можно заключить, что коэффициент шума - это число, показывающее, во сколько раз полный выходной шум  $\overline{i_{Ш}^2(t)}$  или  $\overline{U_{Ш}^2(t)}$  больше шума источника сигнала  $\overline{i_{Ш Ист}^2(t)}$  или  $\overline{U_{Ш Ист}^2(t)}$  на выходе аналогичного, но нешумящего четырехполюсника. Преобразование формулы (2.4) к виду

$$Ш = \frac{(P_c/P_{Ш})_{Вх}}{(P_c/P_{Ш})_{Вых}}$$

позволяет трактовать коэффициент шума как число, показывающее, во сколько раз изменяется отношение сигнал - шум при прохождении смеси сигнала с шумом через исследуемый четырехполюсник.

Коэффициент шума любого устройства всегда больше единицы и только для идеального усилителя  $Ш = 1$ .

Коэффициент шума может быть выражен в децибелах:

$$Ш [\text{дБ}] = 10 \lg (Ш [\text{раз}])$$

Для характеристики малошумящих четырехполюсников пользуются понятием относительная шумовая температура, под которой понимают физическую температуру в Кельвинах, до которой необходимо нагреть некоторое сопротивление, чтобы его номинальная мощность шума стала равной собственным шумам четырехполюсника, приведенным к его входу. Связь между

шумовой температурой и коэффициентом шума можно найти из формулы (2.4), если коэффициент шума записать в виде

$$Ш = \frac{P_{Ш}}{P_{Ш\text{ист}}} = \frac{kT\Pi_{\text{эф}}Ш + kT_{Ш}\Pi_{\text{эф}}Ш}{kT\Pi_{\text{эф}}Ш} = 1 + \frac{T_{Ш}}{T},$$

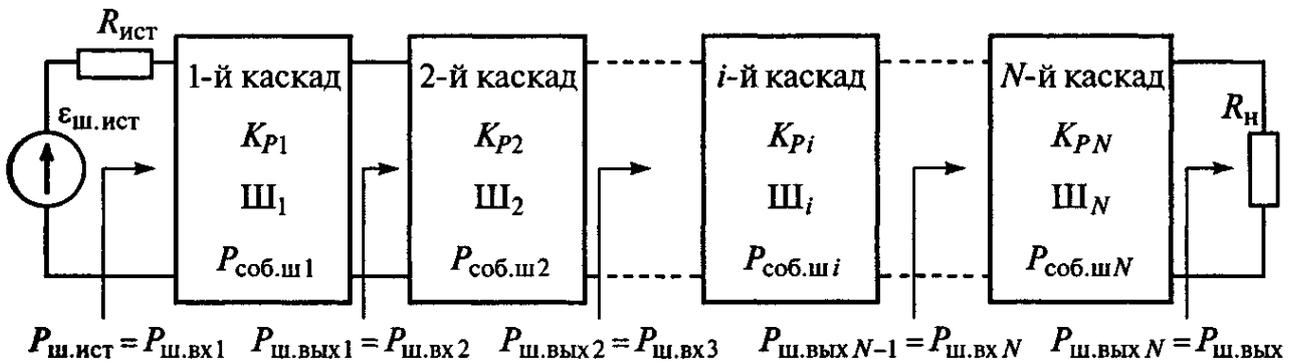
откуда

$$T_{Ш} = (Ш - 1)T. \quad (2.5)$$

Следовательно, *относительная шумовая температура равна коэффициенту шума радиоприемника, уменьшенному на единицу.*

Коэффициент шума характеризует шумовые свойства системы из источника и исследуемого четырехполюсника в отличие от относительной шумовой температуры  $T_{Ш}$ , которая характеризует только собственные шумы системы.

**Коэффициент шума радиоприемной аппаратуры.** Радиоприемную аппаратуру можно рассматривать как устройство, состоящее из  $N$  последовательно соединенных каскадов. На рис. 2.10 приведена функциональная схема многокаскадного РПУ. Пусть известны коэффициенты передачи (усиления) мощности  $K_{P_i}$  и коэффициенты шума  $Ш_i$  каждого отдельно взятого  $i$ -го каскада. Мощность собственных шумов  $i$ -го каскада, приведенная к его выходу, составляет  $P_{Ш\text{соб } i}$ . На вход устройства (1-го каскада) воздействует шум источника сигнала с мощностью  $P_{Ш\text{ист}} = P_{Ш\text{вх } 1}$ . Определим коэффициент шума всего устройства, для чего найдем мощность шума на выходе каждого каскада.



**Рисунок 2.10. Функциональная схема многокаскадного УПОС**

Мощность шума на выходе 1-го каскада рассчитывается по формуле

$$P_{Ш\text{вых } 1} = P_{Ш\text{вх } 1}K_{P1} + P_{Ш\text{соб } 1}.$$

Поскольку  $P_{Ш\text{вых } 1} = P_{Ш\text{вх } 2}$ , то мощность шума на выходе 2-го каскада составит

$$P_{Ш\text{вых } 2} = P_{Ш\text{вх } 2}K_{P2} = P_{Ш\text{вх } 1}K_{P1}K_{P2} + P_{Ш\text{соб } 1}K_{P2} + P_{Ш\text{соб } 2}.$$

Аналогично можно определить мощность шума на выходе  $i$ -го каскада.

Если бы все  $N$  каскадов устройства были идеальными, т.е.

$$P_{Ш\text{соб } 1} = P_{Ш\text{соб } 2} = \dots = P_{Ш\text{соб } i} = \dots = P_{Ш\text{соб } N} = 0,$$

то мощность его выходных шумов была бы равна

$$\begin{aligned} P_{Ш Вых} &= P_{Ш Вых} N = P_{Ш Вх1} K_{P1} K_{P2} \dots K_{PN} = \\ &= P_{Ш Вх1} K_P = P_{Ш Ист} K_P = P_{Ш Ист Вых}, \end{aligned}$$

где  $K_P = K_{P1} K_{P2} \dots K_{PN}$  представляет собой общий коэффициент передачи (усиления) мощности всего многокаскадного устройства. Тогда согласно формуле интегрального коэффициента шума (2.4) можно записать для всего устройства

$$\begin{aligned} Ш &= \frac{P_{Ш Вых}}{P_{Ш Ист Вых}} = \frac{P_{Ш Вых} N}{K_P P_{Ш N}} = 1 + \frac{P_{Ш СОб1}}{P_{Ш Вх1} K_{P1}} + \frac{P_{Ш СОб2}}{P_{Ш Вх1} K_{P1} K_{P2}} + \\ &\dots + \frac{P_{Ш СОбi}}{P_{Ш Вх1} K_{P1} K_{P2} \dots K_{Pi}} + \dots + \frac{P_{Ш СОбN}}{P_{Ш Вх1} K_{P1} K_{P2} \dots K_{PN}}. \end{aligned} \quad (2.6)$$

Используя формулу (2.4), коэффициент шума для 1-го каскада рассчитывается из следующего выражения:

$$Ш_1 = \frac{P_{Ш Вых1}}{K_{P1} P_{Ш Ист}} = \frac{P_{Ш Вх1} K_{P1} + P_{Ш СОб1}}{P_{Ш Вх1} K_{P1}} = 1 + \frac{P_{Ш СОб1}}{P_{Ш Вх1} K_{P1}},$$

для 2-го каскада - по формуле

$$Ш_2 = \frac{P_{Ш Вых2}}{K_{P2} P_{Ш Вх2}} = \frac{P_{Ш Вх2} K_{P2} + P_{Ш СОб2}}{P_{Ш Вх2} K_{P2}} = 1 + \frac{P_{Ш СОб2}}{P_{Ш Вх2} K_{P2}},$$

откуда

$$\frac{P_{Ш СОб2}}{P_{Ш Вх2} K_{P2}} = Ш_2 - 1.$$

Аналогично для любого  $i$ -го каскада устройства имеем

$$Ш_i = \frac{P_{Ш Выхi}}{K_{Pi} P_{Ш Вхи}} = \frac{P_{Ш Вхи} K_{Pi} + P_{Ш СОбi}}{P_{Ш Вхи} K_{Pi}} = 1 + \frac{P_{Ш СОбi}}{P_{Ш Вхи} K_{Pi}},$$

$$\frac{P_{Ш СОбi}}{P_{Ш Вхи} K_{Pi}} = Ш_i - 1.$$

После подстановки выражений для расчета коэффициента шума каждого каскада в формулу (2.6) получаем выражение для расчета коэффициента шума всего устройства:

$$\begin{aligned} Ш &= Ш_1 + \frac{Ш_2 - 1}{K_{P1}} + \frac{Ш_3 - 1}{K_{P1} K_{P2}} + \dots + \frac{Ш_i - 1}{K_{P1} K_{P2} \dots K_{Pi-1}} + \dots \\ &\dots + \frac{Ш_N - 1}{K_{P1} K_{P2} \dots K_{PN-1}}. \end{aligned} \quad (2.7)$$

Учитывая связь (2.5) между коэффициентом шума и относительной шумовой температурой, для многокаскадного устройства можно записать

$$T_{Ш} = T_{Ш1} + \frac{T_{Ш2}}{K_{P1}} + \frac{T_{Ш3}}{K_{P1}K_{P2}} + \dots + \frac{T_{Шi}}{K_{P1}K_{P2}\dots K_{Pi-1}} + \dots$$

$$\dots + \frac{T_{ШN}}{K_{P1}K_{P2}\dots K_{PN-1}} \quad (2.8)$$

Коэффициент шума приемной аппаратуры представляет собой отношение уровня шума, измеренного на входе детектора или на выходе линейной части приемника при температуре источника сигнала 293 К, к мощности шума, которая была бы на соответствующем выходе, если бы источник сигнала был единственным источником шума. В этом случае линейный тракт аппаратуры до детектора можно рассматривать как многокаскадное устройство, где ВЦ - это первый каскад, УРЧ - второй, ПЧ - третий, а УПЧ - четвертый каскад. Тогда согласно формуле (2.7) находим

$$Ш = Ш_{ВЦ} + \frac{Ш_{УРЧ} - 1}{K_{PВЦ}} + \frac{Ш_{ПЧ}}{K_{PВЦ}K_{PУРЧ}} + \frac{Ш_{УПЧ}}{K_{PВЦ}K_{PУРЧ}K_{PПЧ}}, \quad (2.9)$$

где  $Ш_{ВЦ}$ ,  $Ш_{УРЧ}$ ,  $Ш_{ПЧ}$  и  $Ш_{УПЧ}$  - коэффициенты шума соответственно входной цепи, усилителя радиочастоты, преобразователя частоты и усилителя промежуточной частоты;  $K_{PВЦ}$ ,  $K_{PУРЧ}$  и  $K_{PПЧ}$  - коэффициенты усиления (передачи) мощности этих функциональных узлов.

Для расчета относительной шумовой температуры, воспользовавшись формулой (2.8), находим

$$T_{Ш} = T_{ШВЦ} + \frac{T_{ШУРЧ}}{K_{PВЦ}} + \frac{T_{ШПЧ}}{K_{PВЦ}K_{PУРЧ}} + \frac{T_{ШУПЧ}}{K_{PВЦ}K_{PУРЧ}K_{PПЧ}}. \quad (2.10)$$

Анализируя выражения (2.9) и (2.10), можно сделать следующие выводы:

- наибольшее влияние на общий уровень шумов (коэффициент шума, относительную шумовую температуру) радиоприемного устройства оказывает шум 1-го усилительного каскада;
- влияние шумов 2-го и последующих каскадов радиоприемника уменьшается пропорционально увеличению коэффициента усиления мощности предшествующих каскадов. Поэтому следует стремиться к повышению коэффициента усиления мощности 1-го каскада радиоприемника;

### 2.5.3 Взаимосвязь чувствительности и коэффициента шума радиоприемника

Установим связь между чувствительностью приемника, ограниченной шумами, и его коэффициентом шума на примере приемника с общим коэффициентом усиления мощности  $K_P$  и входным сопротивлением  $R_{ВХ}$ . На рис. 2.11 приведена эквивалентная схема РПУ.

Пусть на вход приемника подключен источник сигнала (антенна) в виде эквивалентного генератора  $\varepsilon_{ИСТ} = \varepsilon_{АНТ}$  с внутренним сопротивлением  $R_{ИСТ} = R_{АНТ}$ .

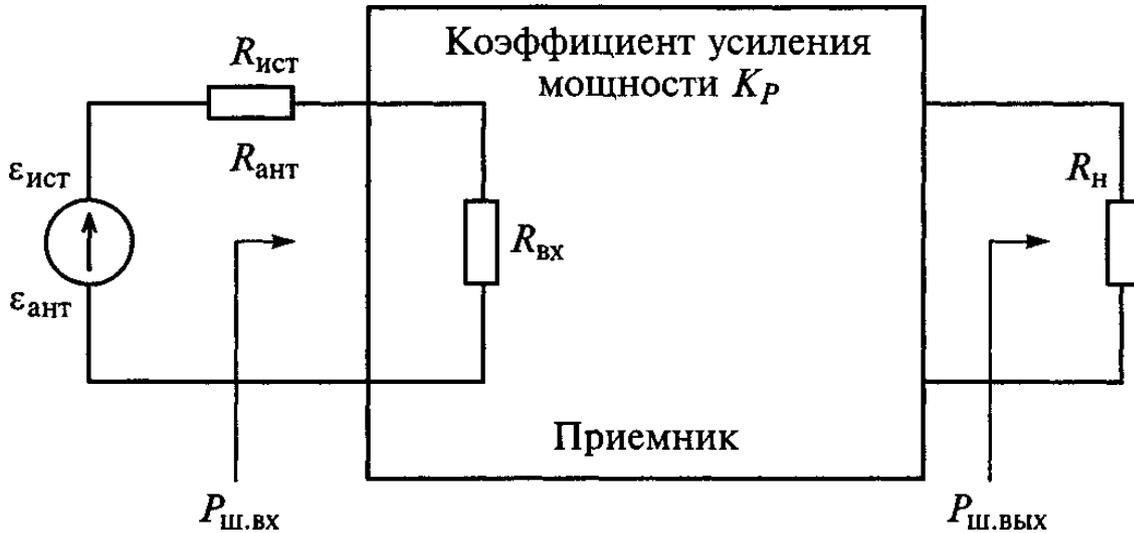


Рисунок 2.11. Эквивалентная схема УПОС

Активная составляющая сопротивления источника сигнала  $R_{ИСТ}$  создает согласно формулам (2.1) на входе радиоприемного устройства ЭДС шума  $\varepsilon_{Ш}^2(t) = 4kТП_{\varepsilon_{ФШ}} R_{ИСТ}$ . В случае согласования источника сигнала с входным сопротивлением устройства выполняется условие  $R_{ИСТ} = R_{АНТ} = R_{ВХ}$ . При этом источник сигнала отдает в нагрузку максимально возможную мощность сигнала

$$P_{С ВХ} = \varepsilon_C^2 / 2(R_{ИСТ} + R_{ВХ}) = \varepsilon_C^2 / 4R_{ВХ} = \varepsilon_C^2 / 4R_{ИСТ} = \varepsilon_C^2 / 4R_{АНТ}.$$

Мощность шума источника сигнала составляет

$$P_{Ш ИСТ} = P_{Ш ВХ} = \frac{\overline{\varepsilon_{Ш}^2(t)}}{2(R_{ИСТ} + R_{ВХ})} = \frac{\overline{\varepsilon_{Ш}^2(t)}}{4R_{ВХ}} = \frac{\overline{\varepsilon_{Ш}^2(t)}}{4R_{ИСТ}} = \frac{4kТП_{\varepsilon_{ФШ}} R_{ИСТ}}{4R_{ИСТ}} = kТП_{\varepsilon_{ФШ}}$$

и называется *номинальной мощностью шума*.

Анализируемая чувствительность определяется мощностью сигнала на входе  $P_{С ВХ}$ , при которой на выходе приемника обеспечивается требуемая мощность при заданном отношении сигнал - шум  $ОСШ_{ВЫХ} = P_{С Вых} / P_{Ш Вых}$ . Тогда можно записать

$$P_{С ВХ} = \frac{P_{С Вых}}{K_p} \cdot \frac{P_{Ш Вых}}{P_{Ш Вых}} = \frac{P_{Ш Вых}}{K_p} ОСШ_{ВЫХ}. \quad (2.11)$$

Из определения коэффициента шума устройства находим

$$Ш = P_{Ш\text{ Вых}} / (P_{Ш\text{ Ист}} K_P) = P_{Ш\text{ Вых}} / (k T П_{ЭФ Ш} K_P),$$

откуда определяем мощность шумов  $P_{Ш\cdot\text{Вых}} = k T П_{ЭФ Ш} K_P Ш$  на выходе приемника и, подставляя данное выражение в (2.11), получаем

$$P_{С\text{ Вх}} = k T П_{ЭФ Ш} О С Ш_{\text{Вых}} Ш. \quad (2.12)$$

Если чувствительность должна быть выражена через ЭДС в цепи антенны, то, используя соотношение  $P_{С\text{ Вх}} = \varepsilon_{\text{АНТ}}^2 / 4 R_{\text{АНТ}}$  можно записать

$$\varepsilon_{\text{АНТ}} = \sqrt{4 k T П_{ЭФ Ш} R_{\text{АНТ}} О С Ш_{\text{Вых}} Ш}. \quad (2.13)$$

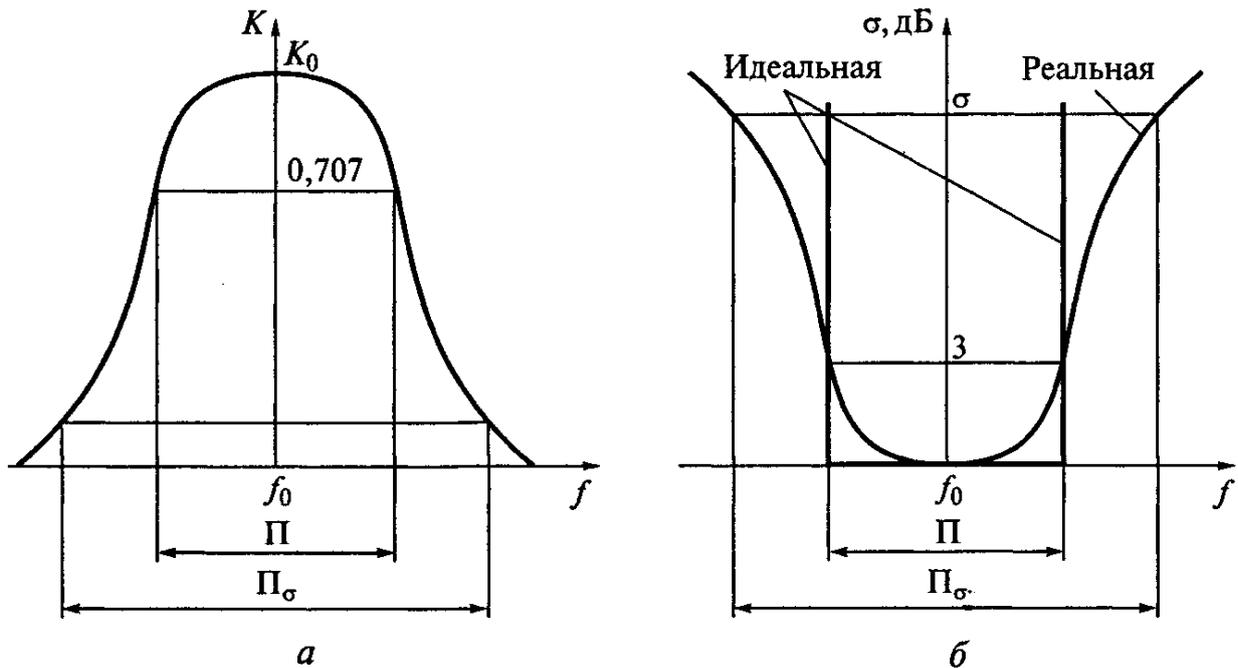
Из формулы (2.13) видно, что чувствительность приемника зависит от эффективной шумовой полосы пропускания  $П_{ЭФ Ш}$  и коэффициента шума  $Ш$ . Если коэффициент передачи УРЧ больше единицы, то чувствительность приемника, ограниченная шумами, не зависит от коэффициента усиления (передачи) последующих каскадов.

## 2.6 Частотная избирательность (селективность) радиоприемного устройства

*Избирательностью* (селективностью) радиоприемника называется его способность отделять полезный сигнал от мешающих. Она основана на использовании отличительных признаков между полезным и мешающими сигналами: направления и времени действия; амплитуды, частоты и фазы.

Основное значение имеет *частотная селективность*, именуемая в дальнейшем просто селективностью. Это объясняется тем, что в радиовещании и в основных системах радиосвязи сигналы отличаются по частоте, и их разделение наиболее просто можно осуществить с помощью резонансных цепей и фильтров. Различают два вида селективности: *односигнальную* и *много-сигнальную* (реальную).

**Односигнальная частотная избирательность.** В радиоприемных устройствах всегда применяют частотную избирательность, когда приемник из всех радиочастотных колебаний, действующих на входе, способен выделить сигнал, соответствующий частоте настройки. На рис. 2.12 показаны амплитудно-частотная характеристика (а) и кривая односигнальной избирательности РПУ (б). Коэффициент усиления (передачи) на частоте настройки приемника называется *резонансным коэффициентом усиления (передачи)  $K_0$* . Если на вход приемника поступают сигналы с различными частотами, то все



**Рисунок 2.12. Амплитудно-частотная характеристика (а) и кривая односигнальной избирательности (б) УПОС**

сигналы, кроме действующего на частоте  $f_0$ , будут ослаблены, и тем больше, чем дальше несущая частота сигнала отстоит от резонансной частоты настройки  $f_0$  приемника. В результате принимаемый сигнал будет выделен из других колебаний, т.е. осуществится частотная избирательность.

Количественно избирательность оценивается коэффициентом

$$\sigma(f) = K(f_0)/K(f) = K_0/K(f), \quad (2.14)$$

где  $K(f)$  - коэффициент усиления (передачи) при частотной расстройке  $\Delta f = |f - f_0|$  между частотой принимаемого колебания  $f$  и резонансной частотой настройки  $f_0$  приемника.

Коэффициент избирательности показывает во сколько раз по сравнению с сигналом ослабляется равная ему по величине помеха при заданной частотной расстройке. Обычно коэффициент избирательности выражается в децибелах:

$$\sigma[\partial B] = 20\lg[K_0/K(f)] = 20\lg(\sigma[\text{раз}]). \quad (2.15)$$

Различают избирательность по зеркальному каналу

$$\begin{aligned} \sigma_{3K} &= K_0/K(f_{3K}), \\ \sigma_{3K}[\partial B] &= 20\lg[K_0/K(f_{3K})] = 20\lg(\sigma_{3K}[\text{раз}]), \end{aligned} \quad (2.16)$$

избирательность по соседнему каналу

$$\begin{aligned} \sigma_{CK} &= K_0/K(f_{CK}), \\ \sigma_{CK}[\partial B] &= 20\lg[K_0/K(f_{CK})] = 20\lg(\sigma_{CK}[\text{раз}]), \end{aligned} \quad (2.17)$$

и избирательность по каналу прямого прохождения промежуточной частоты

$$\begin{aligned} \sigma_{ПЧ} &= K_0/K(f_{ПЧ}), \\ \sigma_{ПЧ}[\partial B] &= 20\lg[K_0/K(f_{ПЧ})] = 20\lg(\sigma_{ПЧ}[\text{раз}]). \end{aligned} \quad (2.18)$$

Характеристика избирательности, представленная на рис. 2.12, б, соответствует АЧХ приемника только в том случае, если ее измерение проводилось при подаче на вход одного сигнала с постоянной амплитудой, не вызывающей нелинейных эффектов в тракте приема. Поэтому она называется *односигнальной избирательностью*.

**Многосигнальная избирательность.** На входе приемника в любой момент времени действует одновременно множество помех с различными частотами и амплитудами, среди которых находится и принимаемый сигнал. Одновременное действие сигнала и помех на нелинейные элементы приемника может проявиться следующим негативным образом. Среди различных нелинейных эффектов основными являются *перекрестная модуляция, блокирование, интермодуляция*.

Явление *перекрестной модуляции* состоит в переносе модуляции с мешающих сигналов на полезный сигнал, на который настроен усилитель. В результате возникает перекрестная модуляция, количественно оцениваемая уровнем модулированного мешающего колебания с частотой, близкой к частоте полезного сигнала, под действием которого на выходе усилителя создается сигнал, мощность которого на определенное значение (обычно на 20 дБ) ниже мощности, создаваемой модулированным полезным сигналом.

Суть *интермодуляции* состоит в том, что при действии на входе усилителя двух или более модулированных или немодулированных колебаний, находящихся за пределами АЧХ усилителя и при нелинейной ВАХ усилительного элемента может образоваться комбинационная составляющая с частотой, попадающей в полосу пропускания усилителя. Количественно интермодуляцию оценивают уровнями двух одинаковых по амплитуде мешающих сигналов, приложенных к входу усилителя, создающих на его выходе колебание, мощность которого на определенное значение (обычно на 20 дБ) ниже,

чем при действии одного полезного сигнала заданного уровня с частотой, совпадающей с частотой  $f_c$ .

*Эффект блокирования* состоит в изменении усиления полезного сигнала под действием мешающего сигнала близкой частоты. Блокирование оценивается уровнем мешающего сигнала, вызывающего заданное изменение (обычно ослабление), например на 3 дБ, выходной мощности, созданной полезным сигналом определенного уровня. В отличие от перекрестной модуляции эффект блокирования не зависит от параметров полезного сигнала (при условии, что уровень этого сигнала во много раз меньше помехи), а определяется только уровнем мешающего сигнала.

Для более точной оценки влияния помех на избирательные свойства приемника используют многосигнальные методы измерения избирательности. Многосигнальная избирательность предусматривает подачу на вход приемника сигнала и помех одновременно. Для оценки избирательности ГОСТ 5651 - 89 предписывает использовать двухсигнальный метод оценки избирательности, когда на вход приемника подаются одновременно два независимых колебания, одно из которых соответствует помехе.

По амплитудно-частотной характеристике приемника определяют дополнительные параметры, характеризующие избирательные свойства приемника: полосу пропускания, коэффициент прямоугольности, крутизну ската АЧХ.

**Полоса пропускания приемника** - это полоса частот, на границах которой коэффициент усиления приемника от входа до детектора уменьшается по отношению к наибольшей величине в установленное число раз. Обычно за это значение принимают 3 или 6 дБ, что соответствует уровням 0,707 или 0,5.

Идеальной с точки зрения избирательности следует считать прямоугольную АЧХ (см. рис. 2.12, б), для которой коэффициент избирательности равен нулю в пределах полосы пропускания и бесконечности за ее пределами. Такой характеристике будет соответствовать идеальная характеристика односигнальной избирательности.

Степень близости реальной характеристики АЧХ к идеальной оценивается *коэффициентом прямоугольности*  $k_{ПР} = \Pi_\sigma / \Pi$ , который равен обратному отношению ширины полосы пропускания по уровню 3 дБ (или 6 дБ) к ширине полосы пропускания приемника по уровню  $\sigma$ . Часто значение  $\sigma$  соответствует уровню 0,1 (-20 дБ) или 0,01 (-40 дБ). Очевидно, что для идеального приемника  $k_{ПР} = 1$ .

## 2.7 Другие показатели качества радиоприемника

Существует еще ряд показателей качества УПОС, которые рассмотрим в данном разделе. Среди них важную роль играет *стабильность* приемника - способность приемника обеспечивать прием полезного сигнала длительное время без ухудшения качества воспроизводимого сообщения и без каких-

либо ручных регулировок. В реальных условиях качество воспроизводимого сообщения во времени меняется, что вызывает необходимость регулировки в УПОС усиления, частоты настройки, полосы пропускания и т. д. Особенно важную роль играет *точность частоты настройки приемника* на частоту принимаемого сигнала.

*Высокая стабильность и точность установки частоты* повышают достоверность принимаемого сообщения, облегчают быстрое нахождение канала связи в условиях сильной загруженности рабочего диапазона, что особенно важно при дистанционном управлении приемником.

*Время настройки на принимаемую частоту* имеет большое значение при работе УПОС в автоматизированных и адаптивных системах связи. Под временем настройки понимают интервал времени между сигналом к настройке и моментом полной готовности приемника к приему сигнала требуемой частоты в эксплуатационном режиме. Время настройки во многом определяет систему настройки приемника.

*Диапазон рабочих частот* или длин волн приемника, определяющий область частот, на которые он может быть настроен, зависит от его назначения. Вещательные приемники работают в диапазонах ДВ (150—285 кГц), СВ (525—1605 кГц), КВ (2,3—26,1 МГц), УКВ-волн (87,5—108 МГц); профессиональные РПУ - в диапазоне ВЧ (3—30 МГц), радиолокационные - в диапазоне 100—10 000 МГц и т. д. В ряде случаев диапазон разбивается на *поддиапазоны*. В пределах диапазона или поддиапазона настройка может осуществляться либо плавно, либо фиксированно с определенным шагом. *Коэффициент перекрытия диапазона*

$$k_{\text{д}} = f_{0\text{max}} / f_{0\text{min}}, \quad (2.19)$$

где  $f_{0\text{max}}$  и  $f_{0\text{min}}$  - граничные частоты диапазона.

**Качество воспроизведения сигнала.** Приемник должен воспроизводить на выходе копию передаваемого сообщения с определенной степенью точности. Однако сигнал в приемнике проходит через электрические цепи, содержащие линейные и нелинейные элементы, что влияет на форму сигнала. Изменение формы выходного сигнала по сравнению с формой входного сигнала, вызывающего изменение качества воспроизведения передаваемого сообщения, называется *искажением*. Различают *линейные* и *нелинейные* искажения сигнала.

**Линейные искажения сигнала** обусловлены инерционностью элементов приемного тракта и проявляются в изменении соотношения амплитуд спектральных составляющих или неравенстве времени их запаздывания. Различают амплитудно-частотные (частотные) и фазочастотные (фазовые) линейные искажения.

*Частотными* называют искажения формы сигнала в результате нарушения закона распределения между его спектральными составляющими из-за неравномерности усиления составляющих колебаний спектра сигнала в изби-

рательных цепях). Составляющие спектра, расположенные близко к несущей частоте  $f_0$ , будут усилены больше, чем крайние боковые. Это и является причиной частотных искажений принимаемого сигнала. Частотные искажения не возникнут, если коэффициент передачи избирательной цепи в полосе  $P_C$  будет неизменным.

Численно частотные искажения оцениваются неравномерностью АЧХ по напряжению всего тракта приемника, которая представляет собой зависимость амплитуды колебаний сигнала на низкочастотном выходе от частоты модуляции  $F$  входного сигнала при неизменной настройке приемника. Обычно характеристика нормируется  $K_H [\text{дБ}] = 20 \lg [U_{C \text{ Вых}}(F) / U_{C \text{ Вых}}(F_{1000})]$  к амплитуде выходного напряжения на частоте модуляции  $F_{1000} = 1000$  Гц.

Частотную характеристику по напряжению всего тракта называют также характеристикой верности воспроизведения или *кривой верности*. Типичная частотная характеристика УПОС по напряжению показана на рис. 2.13. По данной характеристике при заданной неравномерности  $\Delta K_H$  определяют эффективный диапазон ( $F_H \dots F_B$ ) принимаемых частот модуляции.

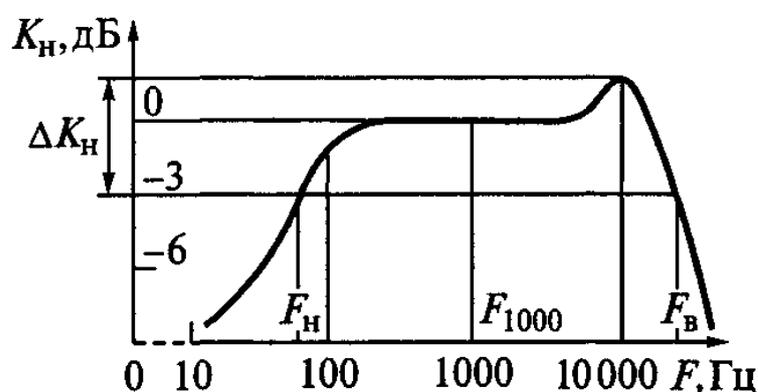


Рисунок 2.13. Частотная характеристика УПОС по напряжению

Для оценки *фазовых искажений* используется фазочастотная характеристика, которая показывает зависимость сдвига фазы выходного напряжения от частоты радиосигнала на входе.

**Нелинейные искажения сигнала** связаны с появлением в спектре выходного сигнала приемника гармонических составляющих, отсутствующих во входном спектре.

Количественно нелинейные искажения оцениваются *коэффициентом общих гармонических искажений* всего тракта приемника

$$k_T [\%] = 100 \cdot \sqrt{U_{Г2}^2 + U_{Г3}^2 + \dots} / U_{Г1} \quad (2.20)$$

Допустимые значения *линейных и нелинейных искажений* зависят от назначения УПОС.

Пределы изменения уровня входных сигналов, при которых обеспечивается допустимая потеря информации, содержащейся в полезном сигнале, называют *динамическим диапазоном сигнала* (ДДС). Динамический диапазон сигнала оценивается отношением наибольшего значения сигнала к наименьшему и выражается в децибелах:  $ДДС [\text{дБ}] = 20 \lg (U_{C \text{ max}} / U_{C \text{ min}})$ .

Радиоприемное устройство обладает значительным коэффициентом усиления, поэтому большие значения амплитуды входного сигнала могут привести к нелинейному режиму работы приемника. В результате появятся паразитные каналы приема, а параметры приемника изменятся. Не допустить этого можно, если  $ДД_c$  укладывается в пределы линейного участка *амплитудной характеристики РПУ* (рис. 2.14), которая представляет собой зависимость амплитуды сигнала на выходе устройства от амплитуды сигнала на его входе.

На рис. 2.14 видно, что реальная амплитудная характеристика приемника (сплошная линия) совпадает с идеальной (пунктирная линия) лишь на некотором участке. При этом наибольшие отклонения наблюдаются в областях, соответствующих весьма слабым и весьма сильным входным сигналам.

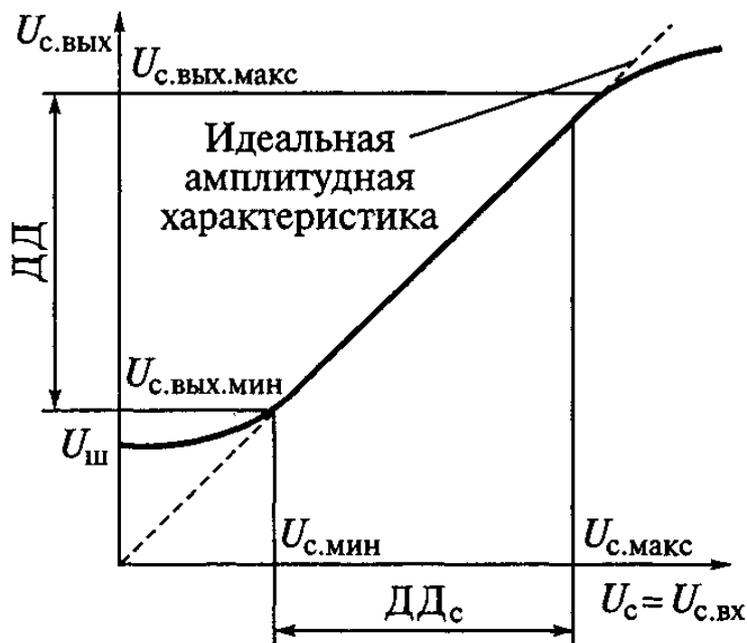


Рисунок 2.14. Амплитудная характеристика УПОС

*Динамический диапазон радиоприемника* — отношение максимального уровня входного сигнала в полосе пропускания РПУ к чувствительности  $ДД$  [дБ] =  $20 \lg(U_{вх \max} / \varepsilon_{АНТ})$ . Он должен быть не уже  $ДД_c$ , составляя 30...60 дБ для вещательных приемников, для радиосвязных 60...80 дБ и для радиолокационных 60...120 дБ. Для расширения динамического диапазона используют электронные приборы с большим участком линейности вольтамперной характеристики (ВАХ) и применяют автоматическую регулировку усиления (АРУ)

### 3 ВХОДНЫЕ ЦЕПИ РАДИОПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВ

#### 3.1 Параметры и характеристики входных цепей

*Входной цепью* называют часть радиоприемного устройства, связывающую антенно-фидерную систему с входом каскада, которым может быть усилитель сигнальной частоты, преобразователь или детектор. Входная цепь предназначена для предварительного выделения принимаемого сигнала из всей совокупности сигналов, поступающих в антенну, и для передачи энергии полезного сигнала к входу каскада с наименьшими потерями и искажениями.

Антенны УПОС предназначены для улавливания энергии свободных колебаний и преобразовании ее в энергию волн, поступающих по линии передачи (фидеру) на вход приемника. На рис. 3.1 показаны эквивалентные схемы приемных антенн РПУ. Любая антенна представляет собой линейную цепь и может быть заменена активным двухполюсником в виде эквивалентного генератора ЭДС  $\dot{\varepsilon}_{АНТ}$  с комплексным сопротивлением  $\dot{Z}_{АНТ} = R_{АНТ} + jX_{АНТ}$  (см рис. 3.1, а). Внутреннее сопротивление генератора ЭДС антенны  $\dot{Z}_{АНТ}$  в общем случае содержит активную  $R_{АНТ}$  и реактивную  $X_{АНТ}$  составляющие. Электродвижущая сила эквивалентного генератора  $\dot{\varepsilon}_{АНТ}$  связана с напряженностью электрической составляющей поля сигнала в месте приема  $E_{ЭЛ}$  и действующей высотой антенны  $h_{АНТ\cdot Д}$  соотношением  $\dot{\varepsilon}_{АНТ} = E_{ЭЛ} h_{АНТ\cdot Д}$ .

Возможно представление антенны и в виде генератора тока  $\dot{I}_{АНТ} = \dot{\varepsilon}_{АНТ} / \dot{Z}_{АНТ}$  с комплексной проводимостью  $\dot{Y}_{АНТ} = 1 / \dot{Z}_{АНТ} = G_{АНТ} + jB_{АНТ}$ , как показано на рис. 3.1, б.

В ряде случаев сопротивление антенны оказывается почти активным или почти реактивным. Так, например, антенну при радиоприеме на СВЧ настраивают на частоту принимаемого сигнала. В этом случае антенну относят к классу *настроенных антенн*, сопротивление которых только активно. Настраиваемая антенна может располагаться на некотором удалении от входа приемника и подключаться к нему с помощью фидера. В этом случае сопротивление антенно-фидерной системы активно и равно волновому сопротивлению фидера  $\rho_{Фид}$ .

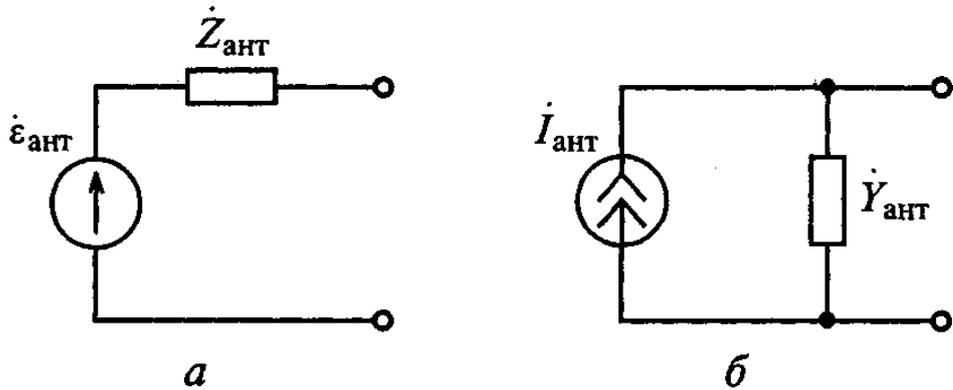


Рисунок 3.1. Эквивалентные схемы приемных антенн

При работе на умеренно высоких частотах (километровые, гектометровые, декаметровые волны) линейные размеры антенны часто оказываются малыми по сравнению с длиной волны принимаемых сигналов. Примером таких антенн являются штыревые антенны, сопротивление которых имеет емкостной характер. Сопротивление же рамочных и магнитных антенн имеет индуктивный характер. В этих случаях говорят о работе входной цепи с *ненастроенной антенной*

Количественная оценка свойств конкретной ВЦ и сравнение их со свойствами других ВЦ осуществляются с помощью системы следующих параметров и характеристик.

*Коэффициент передачи напряжения*  $\dot{K} = K(j\omega)$  представляет собой отношение напряжения  $\dot{U}_H = \dot{U}_{ВЫХ}$  на нагрузке (на входе следующего каскада) к ЭДС  $\dot{\varepsilon}_{АНТ}$  в антенне. Модуль коэффициента передачи  $K = |K(j\omega)|$  будет максимальным ( $K_0$ ) при совпадении несущей частоты сигнала  $f_C$ , с резонансной частотой ВЦ  $f_0$ .

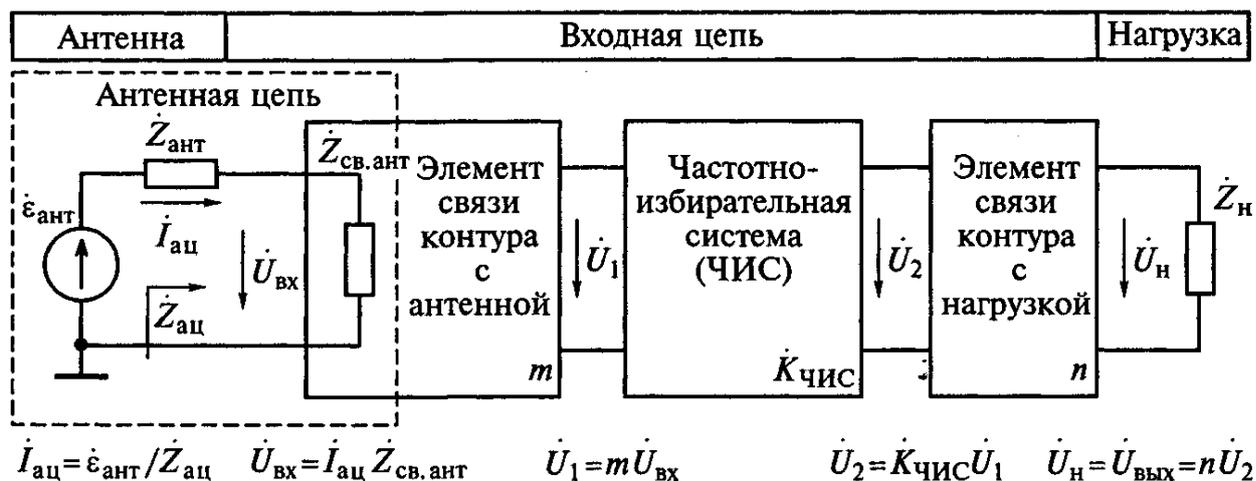
*Полоса пропускания* входной цепи  $\Pi$  представляет собой полосу частот, в пределах которой коэффициент передачи напряжения понижается до значения, допустимого с точки зрения требований к равномерности прохождения через цепь составляющих частотного спектра радиосигнала.

*Избирательность*  $\sigma$  характеризует уменьшение коэффициента передачи  $K$  при заданной частотной расстройке  $\Delta f$  по сравнению с его значением при резонансе  $K_0$ . Избирательность может быть представлена в относительных единицах  $\sigma = K_0/K$  или в децибелах  $\sigma = 20 \lg(K_0/K)$ .

Если приемник не рассчитан на дискретную настройку, то должна обеспечиваться настройка на любую частоту заданного диапазона  $f_{0\min} \dots f_{0\max}$ . Диапазонные свойства входной цепи оцениваются *коэффициентом перекрытия диапазона*  $k_D = f_{0\max} / f_{0\min}$ .

### 3.2 Обоснование структуры входных цепей

Для предварительного подавления помех во входную цепь включается частотно-избирательная система (ЧИС). На структурной схеме входной цепи РПУ (рис. 3.2) показаны напряжения, действующие на входе  $\dot{U}_{ВХ}$  и на выходе (нагрузке)  $\dot{U}_H = \dot{U}_{ВЫХ}$  цепи. Коэффициент передачи ЧИС  $\dot{K}_{ЧИС} = \dot{U}_2 / \dot{U}_1$  определяется напряжениями, действующими на ее входе  $\dot{U}_1$  и выходе  $\dot{U}_2$ .



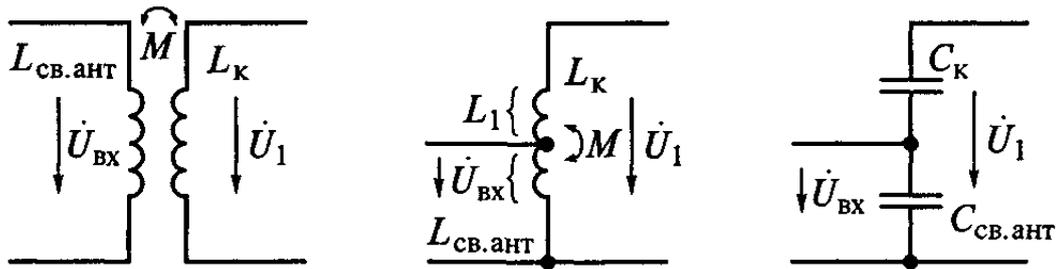
**Рисунок 3.2. Структурная схема входной цепи УПОС**

Так как ненастроенная антенна представляет собой цепь с распределенными параметрами, то ее сопротивление  $Z_{АНТ} = R_{АНТ} + jX_{АНТ}$  зависит не только от частоты принимаемого радиосигнала, но и от метеорологических условий.

Подключение антенны и нагрузки к ЧИС осуществляется через специальные элементы согласования с коэффициентами связи соответственно  $m$  и  $n$ . По способу связи избирательной системы с антенной (фидером) и нагрузкой (входом активного элемента) входные цепи классифицируются на цепи с трансформаторной, автотрансформаторной, емкостной и комбинированной связью.

На рис. 3.3 показаны схемы связи ЧИС с антенной и нагрузкой. При трансформаторной связи величины  $m$  и  $n$  являются коэффициентами трансформации (см. рис. 3.3, а):  $m = U_1 / U_{вх} = M / L_K$  и  $n = U_н / U_2 = M / L_K$ , где  $M$  - взаимная индуктивность между катушками. Для характеристики степени связи между катушками при трансформаторной связи частотно-избирательной системы вводится понятие конструктивного коэффициента связи  $k_{св} = M / \sqrt{L_{св} L_K}$ , величина которого лежит в пределах 0,1... 0,5.

### Виды связи антенны с частотно-избирательной системой



### Виды связи частотно-избирательной системы с нагрузкой

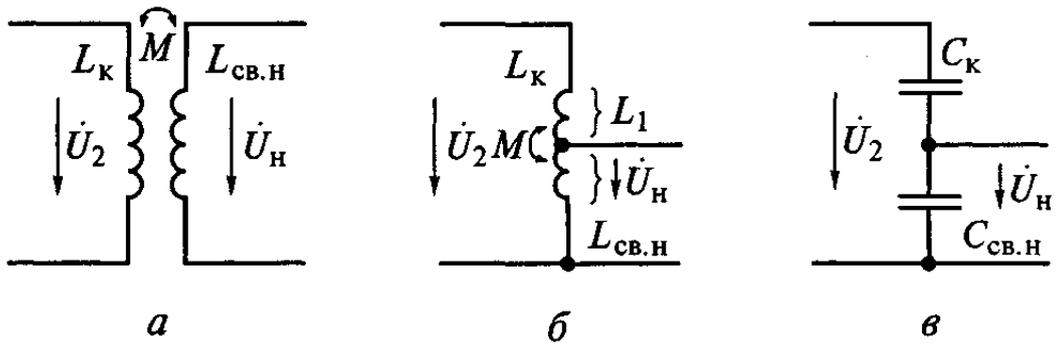


Рисунок 3.3. Схемы связи ЧИС с антенной и нагрузкой

В случае автотрансформаторной связи (см. рис. 3.3, б) коэффициенты включения индуктивности  $m = n = (L_{CB} + M)/L_K$  определяются индуктивностью катушки  $L_K = L_1 + L_{CB}$  и взаимной индуктивностью  $M$  между частями катушки. Если коэффициент связи  $k_{CB}$  между секциями катушки близок к единице, то коэффициент  $m \cong N_{CB}/N$ , т.е. равен отношению числа витков  $N_{CB}$  в секции с индуктивностью  $L_{CB}$  к числу витков  $N$  контурной катушки  $L_K$ .

При емкостной связи (см. рис. 3.3, в) коэффициенты связи контура с антенной и нагрузкой рассчитываются по формулам:  $m = C_K/(C_K + C_{CB})$  и  $n = C_K/(C_K + C_{CB})$ .

Антенна вместе с отнесенным к ней комплексным сопротивлением  $\dot{Z}_{CB\text{ АНТ}} = R_{CB\text{ АНТ}} + jX_{CB\text{ АНТ}}$  элемента связи контура с антенной образуют *антенную цепь*. На структурной схеме входной цепи (см. рис. 3.2) показан ток  $\dot{I}_{АЦ} = \dot{\varepsilon}_{АНТ} / \dot{Z}_{АЦ}$  антенной цепи с комплексным сопротивлением

$$\dot{Z}_{АЦ} = \dot{Z}_{АНТ} + \dot{Z}_{CB\text{ АНТ}} = R_{АНТ} + R_{CB\text{ АНТ}} + j(X_{АНТ} + X_{CB\text{ АНТ}}) = R_{АЦ} + jX_{АЦ}.$$

Таким образом, приведенная на рис. 3.2 структурная схема является универсальной, так как к ней можно свести любую конкретную схему входной цепи приемника.

### 3.3 Анализ одноконтурной входной цепи

В большинстве случаев частотно-избирательная система представляет собой параллельный колебательный контур  $L_K C_K$ . На рис. 3.4 приведена обобщенная эквивалентная схема одноконтурной ВЦ. Перестройка контура в диапазоне частот осуществляется с помощью конденсатора переменной емкости  $C$ .

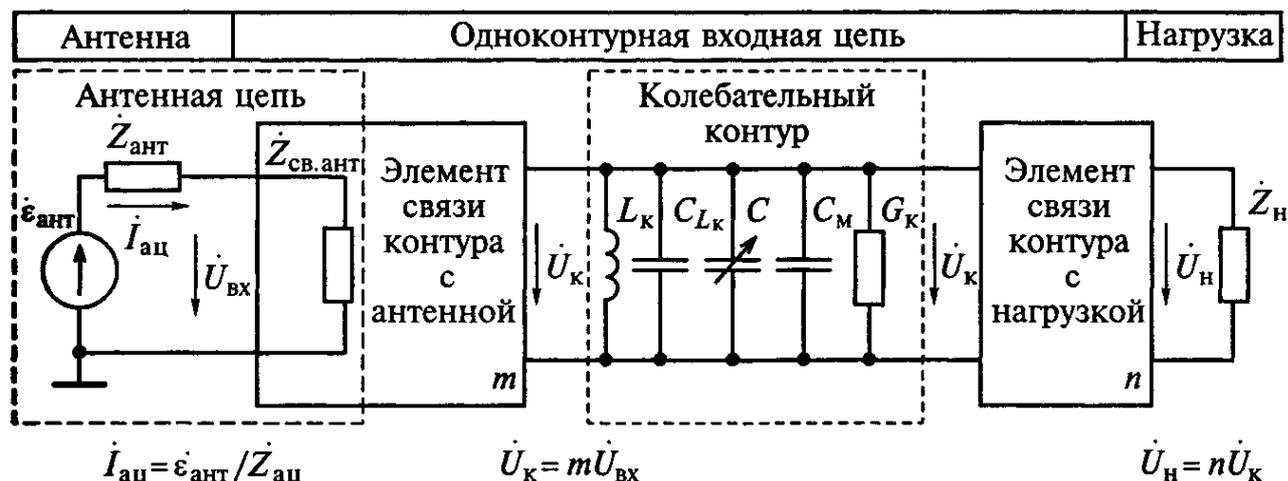


Рисунок 3.4. Обобщенная эквивалентная схема одноконтурной ВЦ

В обобщенной эквивалентной схеме ВЦ отражено наличие паразитных емкостей контура: эквивалентной емкости монтажа  $C_M$  и собственной емкости катушки  $C_{L_K}$ . Реальные потери в ненагруженном контуре учтены активной проводимостью  $G_K$ .

В схеме входной цепи, показанной на рис. 3.4, отражено наличие паразитных емкостей контура: эквивалентной емкости монтажа  $C_M$  и собственной емкости катушки  $C_{L_K}$ . Суммарная емкость ненагруженного контура определяется выражением  $C_K = C_{L_K} + C + C_M$

Схемотехнические решения одноконтурных входных цепей отличаются главным образом способами связи контура с антенной и нагрузкой. В то же время методика анализа и соотношения для оценки качества работы входных цепей не зависят от вида связи контура. Это позволяет проанализировать только цепи с автотрансформаторными связями колебательного контура с антенной и нагрузкой, распространив затем полученные результаты на другие входные цепи.

На обобщенной эквивалентной схеме ВЦ с автотрансформаторной связью колебательного контура с антенной и нагрузкой (рис. 3.5, а) антенная цепь представлена генератором тока  $\dot{I}_{АЦ} = \dot{\epsilon}_{АЦ} / \dot{Z}_{АЦ} = \dot{\epsilon}_{АЦ} \dot{Y}_{АЦ}$  с проводимостью

$$\dot{Y}_{АЦ} = \frac{1}{\dot{Z}_{АЦ}} = \frac{1}{R_{АЦ} + jX_{АЦ}} = \frac{R_{АЦ} - jX_{АЦ}}{R_{АЦ}^2 + X_{АЦ}^2} = \frac{R_{АЦ}}{|\dot{Z}_{АЦ}|^2} + j \left( -\frac{X_{АЦ}}{|\dot{Z}_{АЦ}|^2} \right) = G_{АЦ} + jB_{АЦ}.$$

Вход первого активного элемента вместе с цепями смещения представлен комплексной проводимостью  $Y_H = G_H + jB_H$ . В схеме использована двойная автотрансформаторная связь контура с антенной и нагрузкой с коэффициентами включения индуктивности  $m$  и  $n$ . Подключив к зажимам контура эквивалентный генератор тока  $\dot{I}_{\text{ЭКВ}} = m\dot{I}_{\text{АЦ}}$  и пересчитанные в контур проводимости антенной цепи  $m^2\dot{Y}_{\text{АЦ}} = m^2G_{\text{АЦ}} + jm^2B_{\text{АЦ}}$  и нагрузки  $n^2\dot{Y}_H = n^2G_H + jn^2B_H$ , приходим к схеме замещения нагруженного контура входной цепи (рис. 3.5, б).

Комплексная эквивалентная проводимость нагруженного контура (рис. 3.5, в)

$$\dot{Y}_{\text{ЭКВ}} = G_{\text{ЭКВ}} + jB_{\text{ЭКВ}} = G_{\text{ЭКВ}}(1 + j\xi) \quad (3.1)$$

определяется активной (резистивной)

$$G_{\text{ЭКВ}} = 1/R_{\text{ЭКВ}} = m^2G_{\text{АЦ}} + G_K + n^2G_H \quad (3.2)$$

и реактивной

$$B_{\text{ЭКВ}} = \omega C_{\text{ЭКВ}} - \frac{1}{\omega L_{\text{ЭКВ}}} = m^2B_{\text{АЦ}} + \omega C_K - \frac{1}{\omega L_K} + n^2B_H \quad (3.3)$$

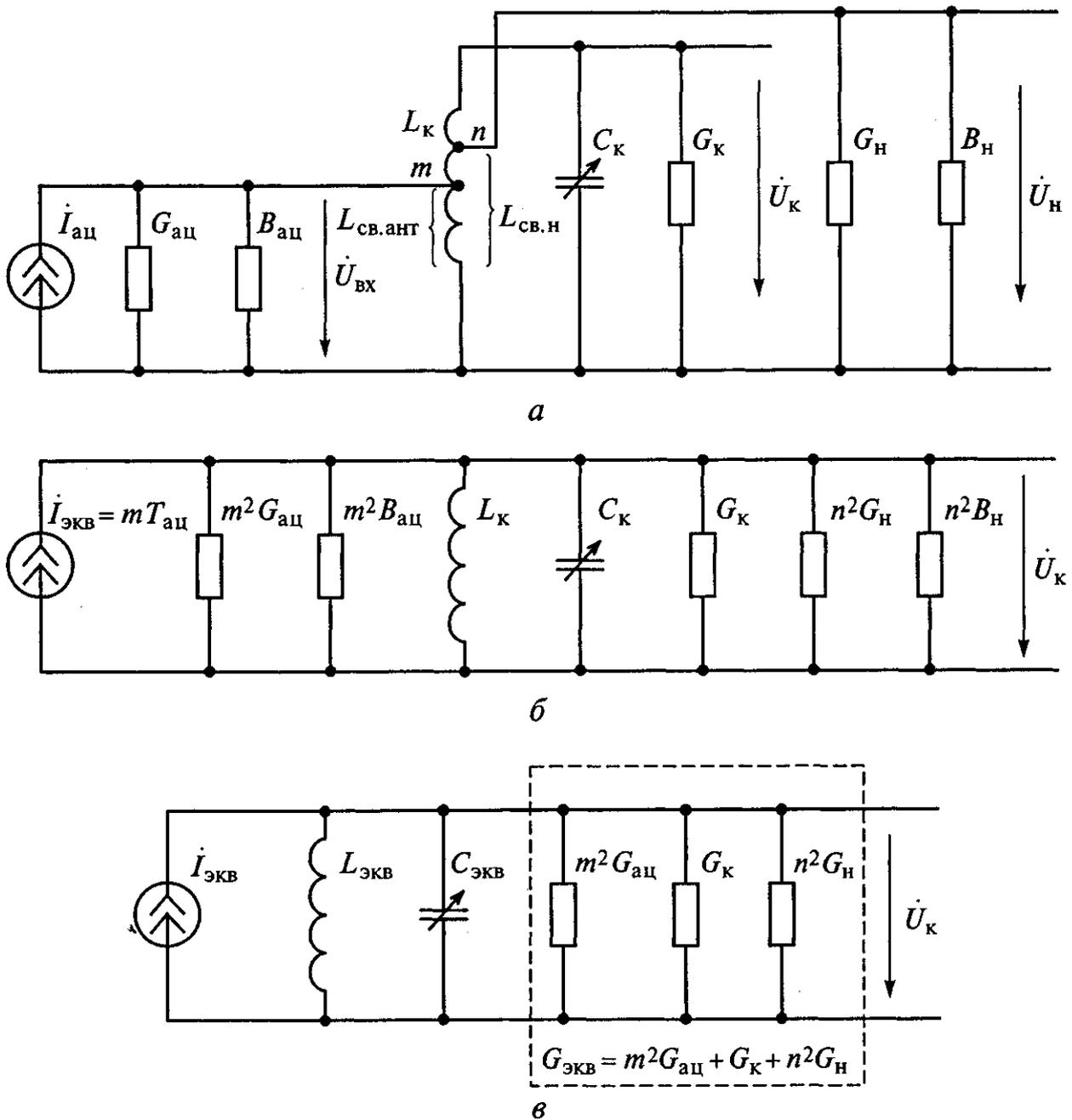
составляющими, зависящими от параметров антенной цепи и нагрузки

Обобщенная расстройка  $\xi = B_{\text{ЭКВ}}/G_{\text{ЭКВ}}$  частоты источника входного гармонического колебания  $f$  и резонансной частоты настройки контура  $f_0$  связана с эквивалентной добротностью контура  $Q_{\text{ЭКВ}}$  соотношением

$$\xi = Q_{\text{ЭКВ}} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q_{\text{ЭКВ}} \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right). \quad (3.4)$$

Поскольку напряжение на контуре

$$\dot{U}_K = \frac{\dot{I}_{\text{ЭКВ}}}{\dot{Y}_{\text{ЭКВ}}} = \frac{m\dot{I}_{\text{АЦ}}}{G_{\text{ЭКВ}}(1 + j\xi)} = \frac{mR_{\text{ЭКВ}}\dot{\epsilon}_{\text{АНТ}}}{Z_{\text{АЦ}}} \frac{1}{1 + j\xi},$$



**Рисунок 3.5. Обобщенная (а), приведенная (б) и упрощенная (в) эквивалентные схемы ВЦ с автотрансформаторной связью контура с антенной и нагрузкой**

то комплексный коэффициент передачи входной цепи находится из выражения

$$\dot{K} = \frac{\dot{U}_H}{\dot{\varepsilon}_{АНТ}} = \frac{n\dot{U}_K}{\dot{\varepsilon}_{АНТ}} = \frac{mnR_{ЭКВ}}{\dot{Z}_{АЦ}} \frac{1}{1 + j\xi}. \quad (3.5)$$

Формула (3.5) определяет амплитудно-частотную

$$K = |K(j\omega)| = \frac{mnR_{\text{ЭКВ}}}{|\dot{Z}_{\text{АЦ}}|} \frac{1}{\sqrt{1+\xi^2}} \quad (3.6)$$

и фазочастотную

$$\varphi = -\arctg \xi - \arctg \left( \frac{X_{\text{АЦ}}}{R_{\text{АЦ}}} \right) \quad (3.7)$$

характеристики входной цепи.

На резонансной частоте настройки приемника  $f = f_0$  реактивная составляющая эквивалентной проводимости нагруженного контура  $B_{\text{ЭКВ}}$  становится равной нулю. При емкостном характере реактивной составляющей проводимости антенной цепи  $B_{\text{АЦ}} = 2\pi f C_{\text{АЦ}}$  и нагрузки  $B_{\text{Н}} = 2\pi f C_{\text{Н}}$  из условия

$$B_{\text{ЭКВ}} = m^2 2\pi f_0 C_{\text{АЦ}} + 2\pi f_0 C_{\text{К}} - \frac{1}{2\pi f_0 L_{\text{К}}} + n^2 2\pi f_0 C_{\text{Н}} = 0$$

находим

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{\text{К}} (m^2 C_{\text{АЦ}} + C_{\text{К}} + n^2 C_{\text{Н}})}}. \quad (3.8)$$

Видно, что резонансная частота настройки входной цепи определяется не только емкостью ненагруженного контура  $C_{\text{К}}$ , но и пересчитанными в контур емкостями антенной цепи  $m^2 C_{\text{АЦ}}$  и нагрузки  $n^2 C_{\text{Н}}$ .

С учетом выражения (3.6) резонансный коэффициент передачи входной цепи может быть рассчитан по формуле

$$K_0 = \frac{mnR_{\text{ЭКВ}}}{|\dot{Z}_{\text{АЦ}0}|} = \frac{mn}{|\dot{Z}_{\text{АЦ}0}|} \frac{1}{G_{\text{ЭКВ}}}, \quad (3.9)$$

где  $|\dot{Z}_{\text{АЦ}0}|$  — модуль комплексного сопротивления антенной цепи на резонансной частоте настройки контура  $f = f_0$ .

Значения резонансного коэффициента передачи входной цепи  $K_0$  могут достигать 1,5... 10. Это обеспечивается благодаря трансформирующим свойствам входной цепи и не связано с усилением, свойственным активным элементам.

Частотная избирательность входной цепи определяется формулой

$$\sigma = \frac{K_0}{K(f)} = \frac{m(f_0)n(f_0)}{m(f)n(f)} \frac{|\dot{Z}_{\text{АЦ}}|}{|\dot{Z}_{\text{АЦ}0}|} \sqrt{1+\xi^2}. \quad (3.10)$$

При малой расстройке  $\Delta f = |f_0 - f|$ , например, для оценки избирательности входной цепи по соседнему каналу, соотношение (3.10) преобразуется к виду

$$\sigma = \sqrt{1 + \xi^2} = \sqrt{1 + \left( \frac{2Q_{ЭКВ}\Delta f}{f_0} \right)^2}, \quad (3.11)$$

совпадающему с уравнением частотной характеристики одиночного колебательного контура.

В случае достаточно большой расстройки *при оценке избирательности входной цепи по зеркальному каналу* целесообразно полагать  $\sqrt{1 + \xi^2} \approx \xi$ .

Полоса пропускания  $\Pi$  входной цепи по уровню 0,707 при настройке на частоту  $f_0$  определяется эквивалентной добротностью  $Q_{ЭКВ}$  или эквивалентным затуханием  $d_{ЭКВ}$  нагруженного контура:

$$\Pi = f_0 / Q_{ЭКВ} = f_0 d_{ЭКВ}. \quad (3.12)$$

Из (3.12) следует, что с ростом частоты настройки  $f_0$  увеличивается полоса пропускания входной цепи. Поэтому при проектировании эквивалентное затухание  $d_{ЭКВ}$  следует выбирать на минимальной частоте диапазона настройки приемника, чтобы исключить амплитудно-частотные искажения полезного сигнала.

Соотношения и формулы (3.1) ... (3.12) являются общими для любой схемы входной цепи, учитывающими возможную частотную зависимость сопротивления антенной цепи  $\dot{Z}_{АЦ}$  и коэффициентов связи контура с антенной  $m$  и нагрузкой  $n$ .

### 3.4 Выбор связи контура с антенной и нагрузкой

#### 3.4.1 Выбор оптимальной связи из условия допустимого расширения полосы пропускания входной цепи с ненастроенной антенной

Рассмотрим требования к выбору коэффициентов связи контура с антенной  $m$  и нагрузкой  $n$  в радиоприемной аппаратуре.

Из преобразованного выражения (3.9) для резонансного коэффициента передачи

$$K_0 = \frac{mn}{m^2 G_{АЦ} + G_K + n^2 G_H} \frac{1}{|\dot{Z}_{АЦ0}|} \quad (3.13)$$

видно, что коэффициент связи контура с антенной  $m$  оказывает на величину  $K_0$  двоякое влияние. При уменьшении значения коэффициента  $m$  падает доля энергии, передаваемой от антенны в контур (числитель выражения), но одновременно контур меньше шунтируется проводимостью антенной цепи  $G_{АЦ}$  (знаменатель выражения). Аналогично влияние коэффициента связи контура с нагрузкой  $n$ .

Введем обозначение для допустимого расширения полосы пропускания нагруженного колебательного контура (коэффициента шунтирования):

$$D = \frac{\Pi}{\Pi_K} = \frac{Q_K}{Q_{ЭКВ}} = \frac{G_{ЭКВ}}{G_K},$$

где  $\Pi_K$  и  $Q_K$  - соответственно полоса пропускания и добротность ненагруженного контура.

Введение параметра  $D$  позволяет преобразовать выражение (3.2) для активной составляющей эквивалентной проводимости нагруженного контура к виду  $G_{ЭКВ} = m^2 G_{АЦ} + G_K + n^2 G_H = DG_K$  и установить связь между коэффициентами  $m$  и  $n$ :

$$n = \sqrt{\frac{(D-1)G_K - m^2 G_{АЦ}}{G_H}}.$$

Подставляя полученное выражение в формулу (3.13), находим

$$K_0 = \frac{m}{DG_K} \sqrt{\frac{(D-1)G_K - m^2 G_{АЦ}}{G_H}}.$$

Решая дифференциальное уравнение

$$\frac{dK_0}{dm} \Big|_{m=m_{ОПТ}} = \frac{d}{dm} \left( \frac{m}{DG_K} \sqrt{\frac{(D-1)G_K - m^2 G_{АЦ}}{G_H}} \right) \Big|_{m=m_{ОПТ}} = 0,$$

находим оптимальное значение

$$m_{ОПТ} = \sqrt{(G_{ЭКВ} - G_K)/(2G_{АЦ})} = \sqrt{(D-1)G_K/(2G_{АЦ})}$$

коэффициента связи контура с антенной, максимизирующее коэффициент передачи входной цепи при заданном расширении  $D$  полосы пропускания нагруженного колебательного контура.

Таким образом, согласование контура с ненастроенной антенной и нагрузкой для передачи максимально возможной мощности (энергии) от источника сигнала в нагрузку обеспечивается при выполнении условия

$$m^2 G_{АЦ} + G_K/2 = n^2 G_H + G_K/2 = (D-1)G_K/2 = G_{ЭКВ}/2. \quad (3.14)$$

При оптимальном согласовании относительные вклады антенной цепи  $m^2 G_{АЦ}$  и нагрузки  $n^2 G_H$  в расширение полосы пропускания (ухудшение избирательности) должны быть одинаковыми. При этом

$$\begin{cases} m_{ОПТ} = \sqrt{\frac{G_{ЭКВ} - G_K}{2G_{АЦ}}} = \sqrt{\frac{(D-1)G_K}{2G_{АЦ}}}; \\ n_{ОПТ} = \sqrt{\frac{G_{ЭКВ} - G_K}{2G_H}} = \sqrt{\frac{(D-1)G_K}{2G_H}}, \end{cases} \quad (3.15)$$

а резонансный коэффициент передачи

$$K_0 = \frac{1}{2} \frac{G_{\text{ЭКВ}} - G_K}{G_{\text{ЭКВ}}} \sqrt{\frac{G_{\text{АЦ}}}{G_H}} = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{D}\right) \sqrt{\frac{G_{\text{АЦ}}}{G_H}}. \quad (3.16)$$

При отклонении в два раза коэффициента связи от своего оптимального значения резонансный коэффициент передачи входной цепи уменьшается не более чем на 20 % от своего максимального значения. Таким образом, для максимальной передачи мощности от источника сигнала в нагрузку не требуется высокой точности согласования контура с ненастроенной антенной и нагрузкой [1-4].

В то же время при отклонении в два раза коэффициента связи от своего оптимального значения эквивалентное затухание (добротность) изменяется в 4 раза. Это означает, что если в режиме согласования полоса пропускания входной цепи получается излишне большой, а избирательность недостаточной, то без заметного уменьшения резонансного коэффициента передачи напряжения указанные параметры можно улучшить за счет уменьшения значения коэффициента связи [2-4].

В приемниках могут применяться антенны с параметрами, отличающимися от стандартных. Использование оптимальной связи с антенной может привести к недопустимым расстройкам колебательного контура входной цепи относительно других контуров приемника. Поэтому для *получения относительно большого коэффициента передачи и хорошей избирательности значение коэффициента связи антенной цепи с колебательным контуром берется меньше оптимальной величины (3.15) или даже выбирается из условия*  $m \leq m_{\text{ОПТ}}/2$ .

### 3.4.2 Выбор связи из условия согласования сопротивления настроенной антенны с контуром при заданной полосе пропускания цепи

В диапазоне метровых и более коротких длин волн приемник соединяется с антенной при помощи фидера, длина которого соизмерима с длиной волны принимаемого сигнала. Чаще всего применяется режим согласования источника сигнала (приемного фидера) с колебательным контуром входной цепи.

Поскольку сумма всех проводимостей постоянна:  $G_{\text{ЭКВ}} = DG_K$ , то условию согласования соответствует выполнение равенства

$$m^2 G_{\text{АЦ}} = G_K + n^2 G_H = G_{\text{ЭКВ}}/2, \quad (3.17)$$

откуда

$$\begin{cases} m_{\text{СОГЛ}} = \sqrt{\frac{G_{\text{ЭКВ}}}{2G_{\text{АЦ}}}} = \sqrt{\frac{DG_{\text{К}}}{2G_{\text{АЦ}}}}; \\ n_{\text{СОГЛ}} = \sqrt{\frac{G_{\text{ЭКВ}} - 2G_{\text{К}}}{2G_{\text{Н}}}} = \sqrt{\frac{(D-2)G_{\text{К}}}{2G_{\text{Н}}}}. \end{cases} \quad (3.18)$$

Подставляя равенства (3.18) в (3.13), находим резонансный коэффициент передачи для рассматриваемого случая:

$$K_{0\text{max}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_{\text{ЭКВ}} - 2G_{\text{К}}}{G_{\text{ЭКВ}}} \cdot \frac{G_{\text{АЦ}}}{G_{\text{Н}}}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{D-2}{D} \cdot \frac{G_{\text{АЦ}}}{G_{\text{Н}}}}. \quad (3.19)$$

При высокодобротном контуре  $G_{\text{К}} \ll G_{\text{ЭКВ}}$  два условия согласования контура с антенной цепью и нагрузкой (3.14) и (3.17) сводятся к одному:  $m^2 G_{\text{АЦ}} = n^2 G_{\text{Н}} \approx G_{\text{ЭКВ}}/2$ , а формулы (3.15) и (3.18) преобразуются к виду

$$\begin{cases} m_{\text{ОРТ}} = m_{\text{СОГЛ}} = \sqrt{\frac{G_{\text{ЭКВ}}}{2G_{\text{АЦ}}}} = \sqrt{\frac{DG_{\text{К}}}{2G_{\text{АЦ}}}}; \\ n_{\text{ОРТ}} = n_{\text{СОГЛ}} = \sqrt{\frac{G_{\text{ЭКВ}}}{2G_{\text{Н}}}} = \sqrt{\frac{DG_{\text{К}}}{2G_{\text{Н}}}}. \end{cases}$$

При этом резонансные коэффициенты передачи входной цепи (3.16) и (3.19) стремятся к своему предельному значению

$$K_{0\text{ПРЕД}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{G_{\text{АЦ}}}{G_{\text{Н}}}}, \quad (3.20)$$

определяемому лишь параметрами антенной цепи и нагрузки.

### 3.4.3 Выбор связи из условия согласования сопротивления настроенной антенны с контуром без ограничений на полосу пропускания цепи

В диапазоне высоких частот используются главным образом настроенные антенны. В этих условиях стремление обеспечить при согласовании фиксированную полосу пропускания теряет смысл.

Для согласования антенны с нагруженным контуром без ограничений на полосу пропускания потребуется также выполнение условия (3.17). Однако коэффициенты связи контура с антенной и нагрузкой должны выбираться равными

$$\begin{cases} m_{\text{СОГЛ}} = \sqrt{\frac{G_K + G_H}{G_{\text{АЦ}}}}; & n_{\text{СОГЛ}} = 1 & \text{при } G_{\text{АЦ}} > G_H; \\ m_{\text{СОГЛ}} = 1; & n_{\text{СОГЛ}} = \sqrt{\frac{G_{\text{АЦ}} - G_K}{G_H}} & \text{при } G_H > G_{\text{АЦ}} > G_K. \end{cases} \quad (3.21)$$

### 3.5 Диапазонные свойства входных цепей умеренно высоких частот

Под *диапазонными свойствами* входных цепей подразумевают зависимости резонансного коэффициента передачи и избирательности от частоты настройки в заданном рабочем диапазоне. Количественную оценку диапазонных свойств входных цепей можно получить из выражений (3.9) и (3.10) при учете частотных зависимостей входящих в их состав элементов. Действительно, эквивалентное сопротивление нагруженного контура  $R_{\text{ЭКВ}} = \rho_K Q_{\text{ЭКВ}}$  определяется характеристическим сопротивлением  $\rho_K$  и эквивалентной добротностью  $Q_{\text{ЭКВ}}$ .

При плавной настройке контура изменением емкости конденсатора, получившей максимальное распространение в приемниках, для анализа диапазонных свойств входных цепей удобно пользоваться формулой

$$K_0 = \frac{mn}{|\dot{Z}_{\text{АЦ}0}|} \omega_0 L_K Q_{\text{ЭКВ}} = \frac{mn}{|\dot{Z}_{\text{АЦ}0}|} \frac{2\pi f_0 L_K}{d_{\text{ЭКВ}}}. \quad (3.22)$$

Рассмотрим наиболее распространенные схемы входных цепей.

#### 3.5.1 Входные цепи с трансформаторной связью контура с антенной

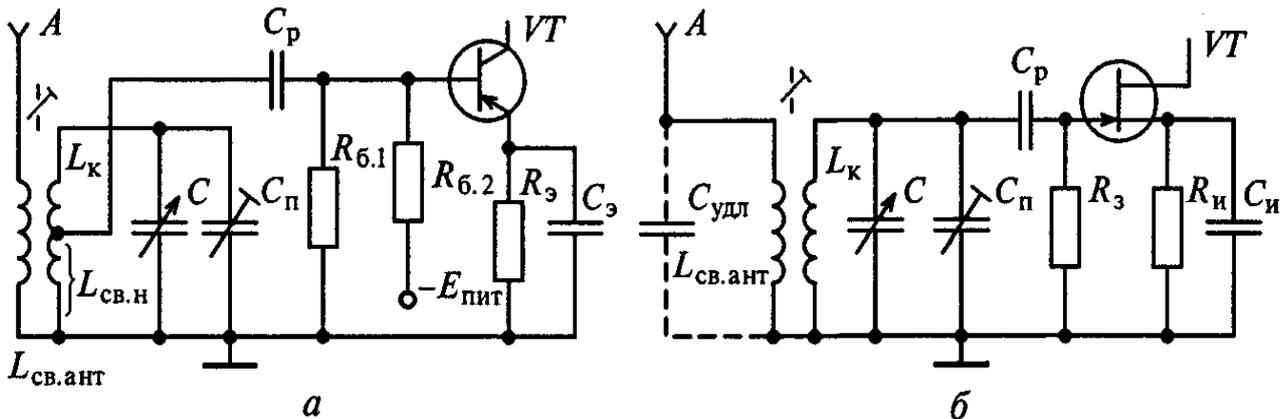
Наиболее распространена схема входной цепи с трансформаторной связью контура с ненастроенной антенной. На рис. 3.6 показаны принципиальные схемы ВЦ с трансформаторной связью контура с антенной и нагрузочным каскадом на биполярном и полевом транзисторах. Перестройка контура в диапазоне рабочих частот осуществляется с помощью конденсатора переменной емкости  $C$ . Подстроечный конденсатор  $C_{\text{П}}$  обеспечивает требуемый коэффициент перекрытия, подстраивая начальную емкость схемы и устанавливая тем самым требуемую максимальную частоту диапазона рабочих частот при заводской регулировке приемника компенсирует неизбежные технологические разбросы емкостей схемы.

Для компенсации технологического разброса емкости переменного конденсатора и индуктивности катушки контура в области частот, близких к

минимальной граничной частоте диапазона, служит сердечник катушки  $L_K$  из ферритового материала.

Согласование колебательного контура с антенной осуществляется с помощью катушки связи  $L_{CB\ AHT} \gg L_{AHT}$ , которая последовательно включена в цепь антенны. Ток антенной цепи протекает через катушку связи  $L_{CB\ AHT}$  и образует вокруг нее высокочастотное магнитное поле. Силовые линии поля, пересекая витки катушки контура  $L_K$ , наводят в ней ЭДС. Если частота ЭДС совпадает с резонансной частотой контура, то напряжение на контуре максимально. Разделительный конденсатор  $C_P$  исключает протекание через контурную катушку  $L_K$  постоянного тока.

Различие схем входных цепей заключается в связи контура с входом активного элемента. Если полевой транзистор включается в контур полностью, т.е.  $n = 1$  (см. рис. 3.6, б), то биполярный транзистор, имеющий, как правило, большую входную проводимость, связывается с контуром частично (см. рис. 3.6, а).



**Рисунок 3.6. Принципиальные схемы ВЦ с трансформаторной связью контура с антенной и нагрузочным каскадом на биполярном (а) и полевом (б) транзисторах**

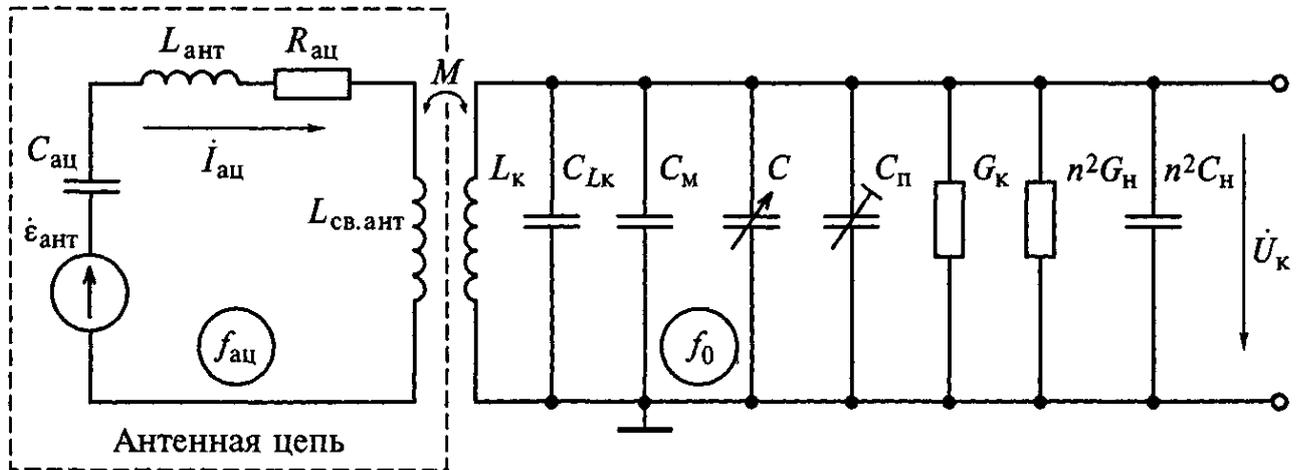
Обобщенная эквивалентная схема ВЦ с трансформаторной связью контура с ненастроенной антенной и автотрансформаторной связью с нагрузкой приведена на рис. 3.7. В сопротивлении антенной цепи  $R_{АЦ} = R_{АHT} + R_{L\ CB}$  помимо активной составляющей сопротивления антенны  $R_{АHT}$  учтено также сопротивление потерь катушки связи  $R_{L\ CB}$ . Емкость антенной цепи  $C_{АЦ} = C_{АHT} + C_{L\ CB}$  складывается из емкости антенны  $C_{АHT}$  и собственной емкости катушки связи  $C_{L\ CB}$ .

Между катушками связи и контура действует взаимная индукция  $M$ . В схеме на рис. 3.7 со стороны антенны коэффициент трансформации  $m = M/L_K$ .

Реальные потери в контуре учтены введением активной проводимости  $G_K$ . В схеме показаны эквивалентная емкость монтажа  $C_M$  и собственная емкость катушки контура  $C_{L\ K}$ . Использование разделительного конденсатора  $C_P$  большой емкости обеспечивает свободное прохождение высокочастотных ко-

лебаний в нагрузку, что позволяет не включать его в эквивалентную схему цепи.

Нагрузка представлена параллельным соединением резистора с проводимостью  $G_H$  и конденсатора с емкостью  $C_H$ . Для высокочастотных колеба-



**Рисунок 3.7. Обобщенная эквивалентная схема ВЦ с трансформаторной связью контура с ненастроенной антенной и автотрансформаторной связью с нагрузкой**

ний источник питания имеет ничтожно малое сопротивление. В связи с этим для схемы входной цепи на биполярном транзисторе проводимость нагрузки  $G_H = G_{ВХ.ТР} + G_{Б1} + G_{Б2}$  складывается из входной проводимости транзистора  $G_{ВХ.ТР}$  и проводимостей базовых делителей.

Для схемы входной цепи с УРЧ на полевом транзисторе (см. рис. 3.6, б)  $G_H = G_3 = 1/R_3$ . При автотрансформаторном подключении контура к нагрузке с коэффициентом включения  $n$  в контур вносятся трансформированные проводимость  $n^2 G_H$  и емкость  $n^2 C_H$ .

Эквивалентная схема входной цепи представляет собой два связанных контура. Антенная цепь имеет фиксированную настройку на резонансную частоту

$$f_{АЦ} = 1 / (2\pi \sqrt{L_{АЦ} C_{АЦ}}).$$

Поскольку антенная цепь расстроена относительно контура, то в ней на частоте настройки контура  $f_0$  преобладает реактивное сопротивление

$$|\dot{Z}_{АЦ0}| = \left| \omega_0 L_{АЦ} - \frac{1}{\omega_0 C_{АЦ}} \right| = 2\pi f_0 L_{АЦ} \left| 1 - \left( \frac{f_{АЦ}}{f_0} \right)^2 \right|,$$

где  $L_{АЦ} = L_{АНТ} + L_{СВ.АНТ}$  — индуктивность антенной цепи.

Расчет параметров входной цепи может быть проведен по формулам (3.8) ... (3.12) при условии, что собственная емкость контура

$$C_K = C + C_M + C_{LК}.$$

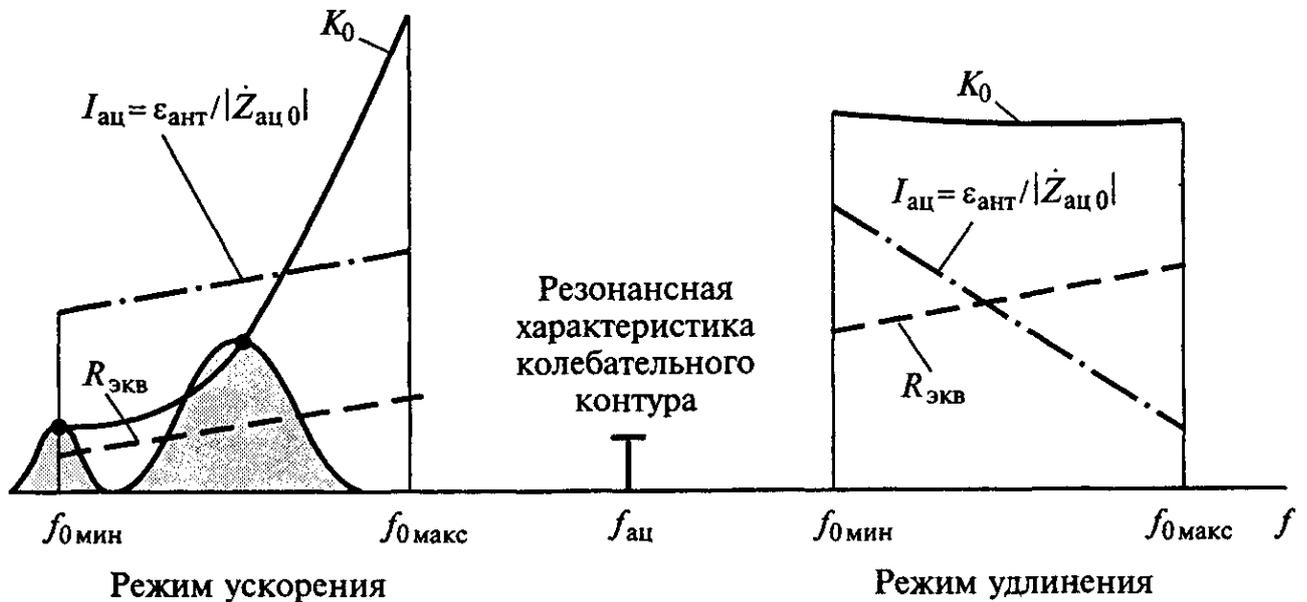
С учетом сделанных допущений преобразуем выражения (3.10) и (3.23) к виду

$$\sigma = \frac{|\dot{Z}_{АЦ}|}{|\dot{Z}_{АЦ0}|} \sqrt{1 + \xi^2}; \quad K_0 = n \frac{M}{L_{АЦ}} \frac{Q_{ЭКВ}}{|1 - (f_{АЦ}/f_0)^2|}. \quad (3.23)$$

Из преобразованных выражений видно, что диапазонные свойства входной цепи зависят от соотношения  $f_{АЦ}/f_0$ . Рассмотрим возможные случаи.

**Случай 1.** Собственная частота антенной цепи превышает верхнюю частоту диапазона, т.е.  $f_{АЦ} > f_{0\max}$ . Такой режим получил название *режима укорочения антенной цепи*, так как собственная длина волны цепи  $\lambda_{АЦ} = 2\pi c/\omega_{АЦ} = c/f_{АЦ}$  оказывается меньше длины волны настройки контура  $\lambda_0 = 2\pi c/\omega_0 = c/f_0$ .

На рис. 3.8 показан график зависимости резонансного коэффициента передачи ВЦ с трансформаторной связью контура с ненастроенной антенной



**Рисунок 3.8.** Зависимость резонансного коэффициента передачи ВЦ с трансформаторной связью контура с ненастроенной антенной и автотрансформаторной связью с нагрузкой от частоты настройки и автотрансформаторной связью с нагрузкой от частоты настройки.

Антенная цепь имеет емкостной характер:  $\dot{Z}_{АЦ} = 1/j\omega_0 C_{АЦ}$ . Резонансный коэффициент передачи резко возрастает с увеличением частоты настройки, потому что одновременно увеличивается эквивалентное сопротивление контура  $R_{ЭКВ}$  и ток в антенной цепи  $\dot{I}_{АЦ0} \approx j\omega_0 C_{АЦ} \dot{\epsilon}_{АНТ}$ .

При  $f_{АЦ}^2 \gg f_{0\max}^2$  находим  $|\dot{Z}_{АЦ0}| \cong 1/(\omega_0 C_{АЦ}) = 1/(2\pi f_0 C_{АЦ})$ , откуда

$$K_0 = n \frac{M}{L_{АЦ}} \left( \frac{f_0}{f_{АЦ}} \right)^2 Q_{ЭКВ}. \quad (3.24)$$

Следовательно, напряжение на выходе входной цепи оказывается пропорциональным квадрату частоты настройки (сплошная линия на рис. 3.8). Линия в пределах рабочего диапазона частот представляет собой геометрическое место вершин резонансных характеристик контура, образуемое при его перестройке.

На рис. 3.8 штрихпунктирной линией показана частотная зависимость тока антенной цепи, а пунктирной - резонансного сопротивления нагруженного контура.

Случай 2. Собственная частота антенной цепи ниже минимальной частоты диапазона, т.е.  $f_{АЦ} < f_{0 \min}$  (режим удлинения антенной цепи). Резонансный коэффициент передачи в этом случае меняется не так резко, как в случае 1. Действительно, антенная цепь при  $f_{АЦ} < f_{0 \min}$  имеет индуктивный характер, т.е.  $\dot{Z}_{АЦ} \cong j\omega_0 L_{АЦ}$ .

При этом ток антенной цепи  $\dot{I}_{АЦ0} \approx \dot{\varepsilon}_{АНТ} / (j\omega_0 L_{АЦ})$  обратно пропорционален частоте, что частично компенсирует увеличение эквивалентного сопротивления контура  $R_{ЭКВ}$  (см. рис. 3.8).

При выполнении условия  $f_{АЦ}^2 \ll f_{0 \min}^2$  из формулы (3.24) следует, что

$$K_0 \approx nQ_{ЭКВ}M / L_{АЦ}. \quad (3.25)$$

Приемлемую равномерность резонансного коэффициента передачи (изменение не более чем на 50 %) удастся получить при выборе индуктивности катушки связи, удовлетворяющей условию  $f_{АЦ} \approx (0,5 \dots 0,7) f_{0 \min}$ .

Незначительное изменение  $K_0$  по диапазону определило наибольшее распространение этого варианта построения входной цепи.

В определенных случаях режим удлинения антенной цепи реализуется за счет включения дополнительного конденсатора  $C_{УДЛ}$  (см. рис. 5.7, б).

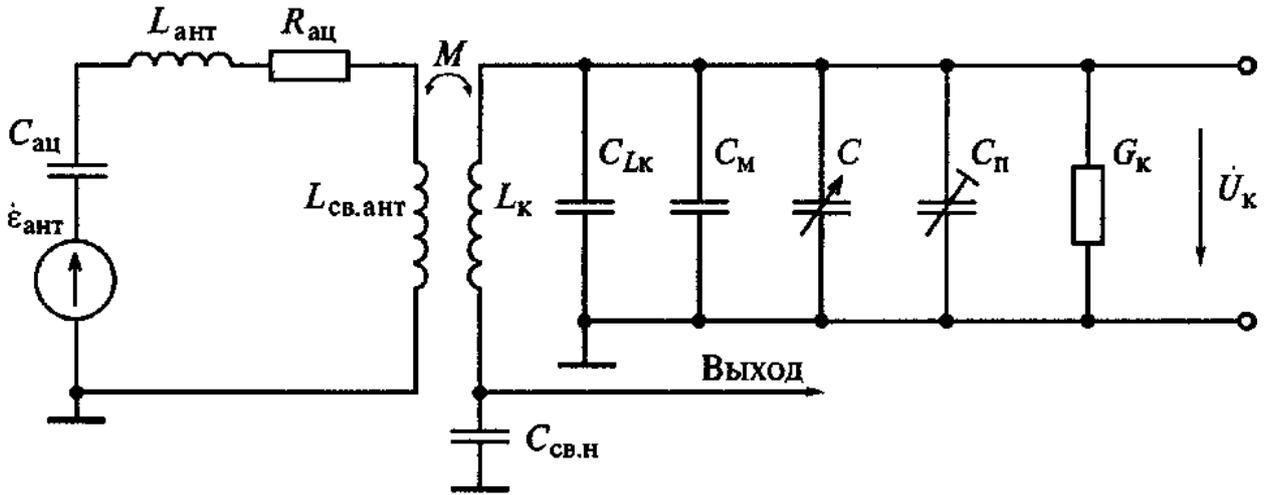
Случай 3. Собственная частота антенной цепи находится внутри рабочего диапазона частот приемника, т.е.  $f_{0 \min} < f_{АЦ} < f_{0 \max}$ . При этом наблюдается резкая и немонотонная зависимость коэффициента передачи по диапазону.

### **Входные цепи с емкостной связью контура с нагрузкой**

Эквивалентная схема ВЦ с трансформаторной связью контура с ненастроенной антенной и емкостной связью с нагрузкой показана на рис. 3.9.

Здесь напряжение на контуре делится емкостным делителем, составленным результирующей емкостью контура  $C_K = C + C_M + C_{L_K} + C_{П}$  и емкостью конденсатора связи  $C_{СВ.Н}$  контура с нагрузкой. Для того чтобы связь антенны с контуром была слабой, емкость конденсатора связи должна удовлетворять условию  $C_{СВ.Н} \gg C_K$ .

При перестройке контура конденсатором переменной емкости  $C$  коэффициент деления емкостного делителя меняется:



**Рисунок 3.9. Эквивалентная схема ВЦ с трансформаторной связью контура с ненастроенной антенной и емкостной связью с нагрузкой**

$$n = \frac{C_K}{C_{СВН}} = \frac{\omega_0 C_K}{\omega_0 C_{СВН}} = \frac{1}{\omega_0^2 L_K C_{СВН}}.$$

В данном расчете учтено, что при резонансе сопротивления реактивных элементов контуры равны между собой:  $\omega_0 C_K = 1/\omega_0 L_K$ .

Рассмотрим входную цепь в режиме укорочения антенной цепи. Подставим выражение для коэффициента связи  $n$  контура с нагрузкой в формулу (3.25). Видно, что резонансный коэффициент передачи

$$K_0 = \frac{M}{L_K} \frac{C_{ац}}{C_{СВН}} Q_{ЭКВ} \quad (3.26)$$

уже не зависит от частоты настройки  $\omega_0$ .

В приведенном варианте построения входной цепи постоянство резонансного коэффициента передачи (3.26) обеспечивается путем компенсации неравномерности передачи сигнала от антенны к контуру неравномерностью передачи от контура к нагрузке.

Избирательность входной цепи на частоте  $f$  может быть рассчитана по формуле

$$\sigma = \frac{f}{f_0} \frac{|\dot{Z}_{ац}|}{|\dot{Z}_{ац0}|} \sqrt{1 + \xi^2}.$$

### 3.5.2 Входные цепи с двойной автотрансформаторной связью

Эквивалентная схема ВЦ с автотрансформаторной связью контура с не настроенной антенной и нагрузкой (рис. 3.10) обычно применяется при работе от штыревых антенн.

В этом случае коэффициенты включения индуктивности  $m \approx L_{CB\ AHT} / L_K$

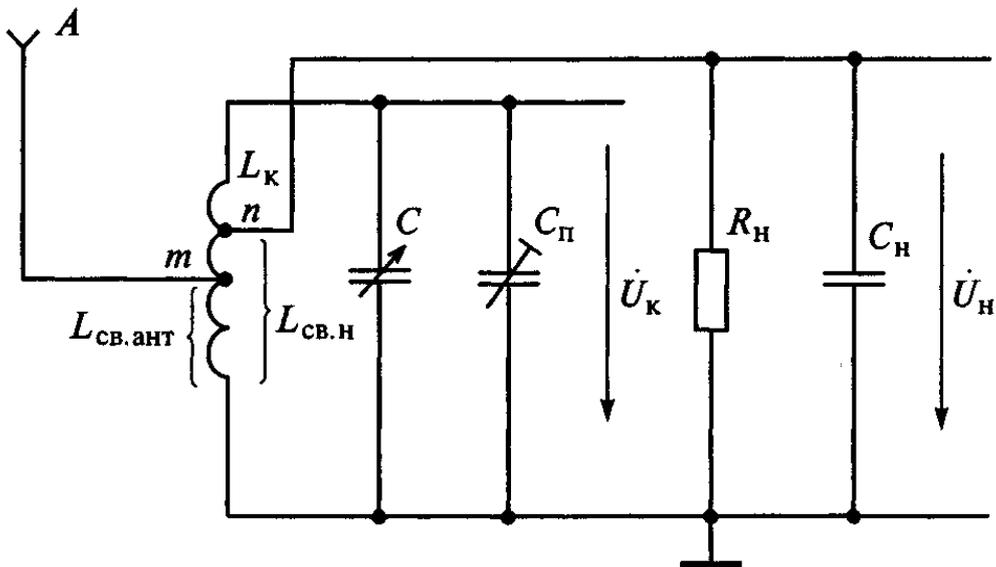


Рисунок 3.10. Эквивалентная схема ВЦ с автотрансформаторной связью контура с антенной и нагрузкой

и  $n \approx L_{CB\ H} / L_K$  определяются индуктивностями частей катушки контура, включенных параллельно входам антенны  $L_{CB\ AHT}$  и нагрузки  $L_{CB\ H}$ . Так как  $R_{CB\ AHT} = 0$  и  $X_{CB\ AHT} = 0$ , то модуль сопротивления антенной цепи на резонансной частоте определяется параметрами антенны

$$|\dot{Z}_{AC0}| = \sqrt{R_{AHT}^2 + [1/(\omega_0 C_{AHT})]^2}.$$

В [1-6] рассмотрены входные цепи с емкостной и комбинированной связью контура с антенной.

### 3.5.3 Двухконтурные входные цепи

В УПОС должна быть обеспечена высокая избирательность для улучшения электромагнитной совместимости и достаточная полоса пропускания для малых искажений полезного сигнала. В высококачественных приемниках эти противоречивые требования не всегда может удовлетворить одноконтурная входная цепь. Применение двухконтурной входной цепи гарантирует более высокую избирательность и хорошую равномерность диапазонных свойств в заданном диапазоне приема. Однако коэффициент передачи двух-

контурной входной цепи меньше, а главное - уровень шума больше, чем в одноконтурной.

Для постоянства полосы пропускания двухконтурной входной цепи связь между контурами выбирают так, чтобы коэффициент связи изменялся обратно пропорционально частоте. Этого можно достичь, применяя комбинированную связь между контурами - внутреннюю емкостную  $C_{CB1}$  и внешнюю емкостную  $C_{CB2}$ , что показано на принципиальной схеме двухконтурной ВЦ (рис. 3.11).

Для определения резонансного коэффициента передачи  $K_0$  надо в формулах (3.25) и (3.26) заменить добротность  $Q_{ЭКВ}$  на резонансный коэффициент передачи  $K_{Ф0}$  частотно-избирательной системы.

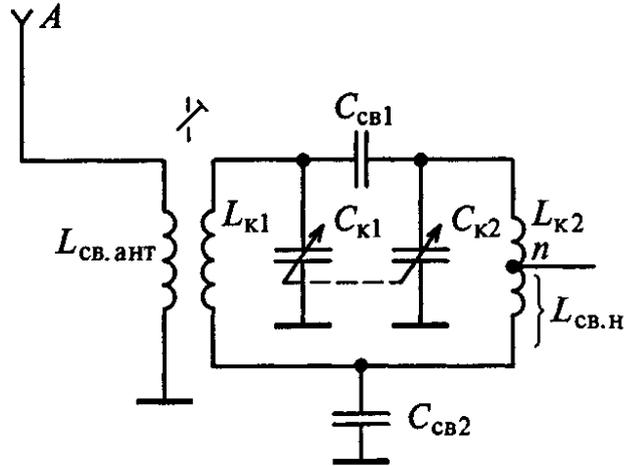


Рисунок 3.11. Принципиальная схема двухконтурной ВЦ

### 3.6 Входные цепи метрового диапазона волн

Входные цепи приемников метровых волн, как правило, работают на одной фиксированной частоте (в относительно узком диапазоне частот) при настроенной антенне, обладающей чисто активным сопротивлением  $R_{АНТ}$ . Если оно равно волновому сопротивлению фидера  $\rho_{ФИД}$ , то антенна присоединяется к фидеру непосредственно, в других случаях - через согласующее устройство. При этом антенна вместе с фидером эквивалентна генератору ЭДС  $\mathcal{E}_{АНТ}$  с внутренним сопротивлением  $R_{АНТ}$ .

Рассматриваемый режим работы входной цепи удобно характеризовать коэффициентом использования номинальной мощности  $K_P = P_H/P_{НОМ}$ , который выражается через номинальную мощность антенно-фидерной системы  $P_{НОМ} = 0,25 \cdot \mathcal{E}_{АНТ}^2 / R_{АНТ}$  и мощность, развиваемую на активной составляющей проводимости нагрузки,  $P_H = U_H^2 G_H$ . Между коэффициентами передачи напряжения  $K_0$  и мощности  $K_P$  существует следующая связь:

$$K_P = 4K_0^2 G_H R_{АНТ}. \quad (3.27)$$

Для согласования антенны с нагруженным контуром без ограничений на полосу пропускания должно выполняться условие (3.17). Подставляя в (3.9) значение эквивалентной проводимости  $G_{ЭКВ} = 1/R_{ЭКВ} = 2m^2 G_{АЦ}$ , получаем выражение

$$K_0 = n/(2m) \quad (3.28)$$

для расчета резонансного коэффициента передачи.

На рис. 3.12 показаны принципиальные схемы ВЦ в диапазоне МВ. Наиболее универсальная схема входной цепи в диапазоне МВ с трансформа-

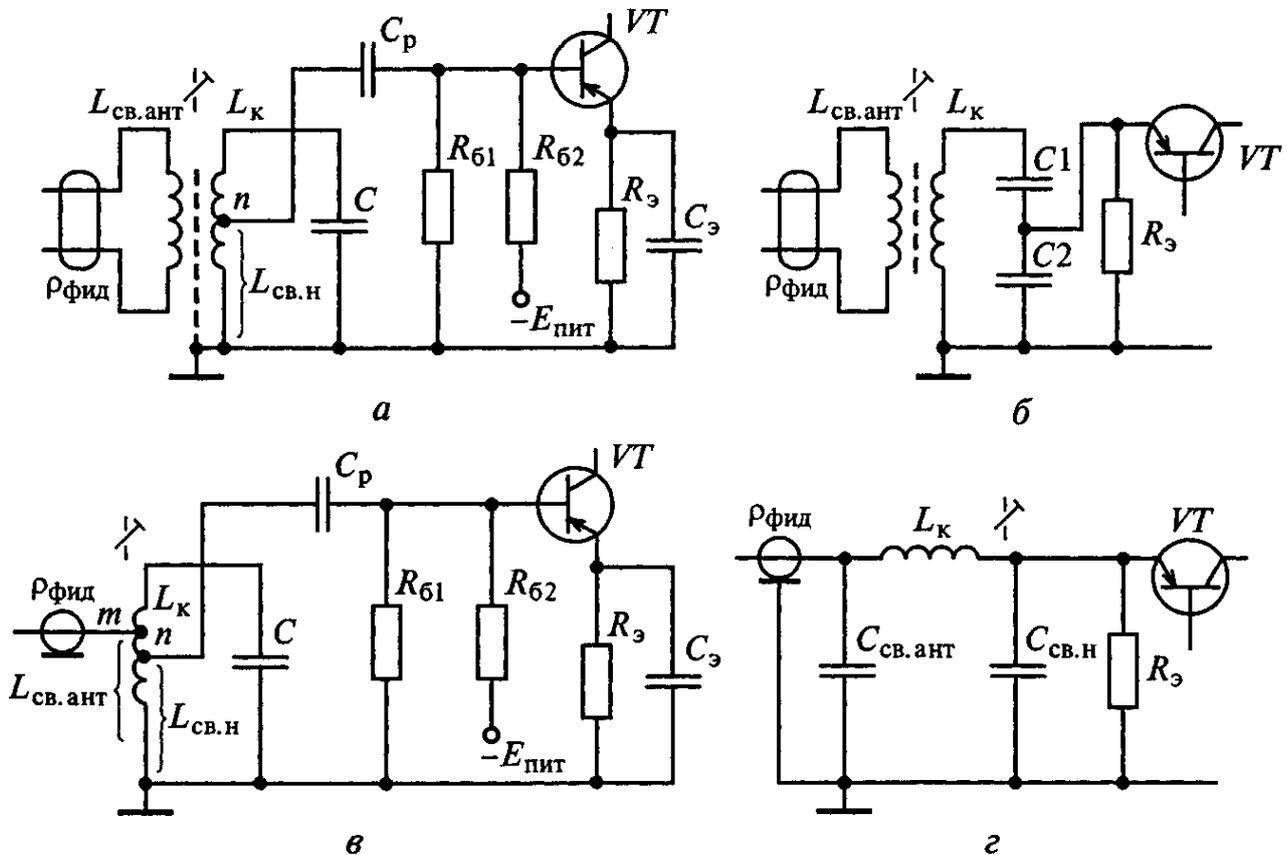


Рисунок 3.12. Принципиальные схемы ВЦ в диапазоне МВ

торной связью с антенной показана на рис. 3.12, а.

Трансформаторная связь применяется как при симметричном, так и при несимметричном фидере. В первом случае, показанном на рис. 3.12, а, такая связь позволяет сделать вход приемника симметричным. Однако наряду с приемом полезного сигнала антенной будет приниматься паразитный сигнал линией как элементом антенны со всех направлений. Для устранения этого явления, называемого *антенным эффектом*, применяют электростатический экран между катушками в виде изолированных между собой проволок, один конец которых соединяют вместе и заземляют на шасси приемника. При такой конструкции экран уменьшает паразитную емкость, практически не нарушая передачу полезного сигнала из фидера в контур. Применение экрана позволяет на 20... 40 % подавить воздействие синфазных наводок.

Для настройки входной цепи на частоты до 300 МГц индуктивность и емкость контура должны быть малы. В связи с этим катушка имеет всего лишь 5...20 витков, а в качестве емкости могут использоваться емкости монтажа, входная емкость активного элемента и межвитковая емкость катушки.

Для обеспечения режима согласования антенно-фидерной системы с входом приемника необходимо равенство на фиксированной частоте или на

средней частоте диапазона волнового сопротивления фидера активному входному сопротивлению приемника, которое эквивалентно условию (3.17). В этом случае проводимость антенной цепи вновь определяется параметрами как фидера, так и элемента связи контура с антенной:

$$G_{АЦ} = \frac{\rho_{ФИД}}{\rho_{ФИД}^2 + (\omega_0 L_{СВ\ АНТ})^2}. \quad (3.29)$$

Рассогласование антенно-фидерной системы создает искажение при приеме телевизионных сигналов и многоканальных широкополосных сообщений в виде повторного сигнала на входе приемника. Доказано, что резонансный коэффициент передачи при условии  $\rho_{ФИД} = \omega_0 L_{СВ\ АНТ}$  достигает максимального значения. При этом согласно (3.32) проводимость антенной цепи составит  $G_{АЦ} = 0,5 / \rho_{ФИД}$ .

Схема входной цепи для приемника диапазона УКВ показана на рис. 3.12, б. Вследствие малого коэффициента перекрытия (1,1... 1,3) в этом случае можно отказаться от перестройки контура и производить согласование на центральной частоте.

Схема с двойной автотрансформаторной связью контура применяется на частотах до 300 МГц при использовании несимметричного фидера (см. рис. 3.12, в).

Схему с двойной емкостной связью контура применяют в тех случаях, когда требуется повысить резонансную частоту входной цепи (см. рис. 3.12, г). Контур, образованный индуктивностью  $L_K$  и емкостями связи  $C_{СВ\ АНТ}$  и  $C_{СВ\ Н}$ , настраивается на рабочую частоту изменением индуктивности при помощи сердечника. Результирующая емкость  $C \approx C_{СВ\ АНТ} C_{СВ\ Н} / (C_{СВ\ АНТ} + C_{СВ\ Н})$  меньше, чем в контурах, в которых емкости включены параллельно и суммируются. Коэффициенты включения рассчитываются по формулам:  $m = C / C_{СВ\ АНТ}$  и  $n = C / C_{СВ\ Н}$ , причем  $m + n = 1$ .

### 3.7 Входные цепи сверхвысоких частот

Минимальная емкость эквивалентного контура ограничена емкостью монтажа, катушки и нагрузки. С ростом частот настройки необходимо уменьшение индуктивности контура. В дециметровом диапазоне волн 10...100 см (300...3000 МГц) удается уменьшить потери в контуре только благодаря применению частотно-избирательной системы в виде отрезков длинных линий.

Рассмотрим связь параметров колебательной системы в виде отрезка линии передачи с параметрами резонансного LC-контура. Как известно из теории длинных линий, входное сопротивление отрезка линии длиной  $l_L$  с волновым сопротивлением  $\rho_L$ , нагруженного на произвольное сопротивление  $Z_H$ , описывается соотношением

$$Z_{BX}(j\omega) = \rho_L \frac{Z_H(j\omega) + j\rho_L \operatorname{tg}(2\pi l_L/\lambda)}{\rho_L + jZ_H(j\omega) \operatorname{tg}(2\pi l_L/\lambda)}$$

Если линия короткозамкнутая ( $Z_H=0$ ), то  $\dot{Z}(j\omega) = j\rho_L \operatorname{tg}(2\pi l_L/\lambda)$ . Соответственно  $Y_{BX}(j\omega) = -(j/\rho_L) \operatorname{ctg}(2\pi l_L/\lambda)$ . Из приведенных соотношений видно, что короткозамкнутая линия длиной в четверть волны  $l_L = \lambda/4$  эквивалентна по своим параметрам параллельному колебательному контуру.

На рис. 3.13 показаны принципиальные схемы ВЦ в диапазоне СВЧ.

Для реализации колебательной системы к разомкнутому концу отрезка линии подключается некоторая емкость, укорачивающая геометрическую длину резонатора (см. рис. 3.13, а). При этом распределение напряжения вдоль резонатора при  $l_L < \lambda/4$  близко к линейному закону. Это обстоятельство существенно упрощает расчет коэффициентов включения  $m = l_{CB\cdot ANT}/l_L$  и  $n = l_{CB\cdot H}/l_L$  при автотрансформаторной связи с нагрузками.

Длину укороченного резонатора с помощью внешней сосредоточенной емкости можно определить из соотношения

$$l_L = \frac{\lambda_0}{2\pi} \operatorname{arctg} \left( \frac{1}{\omega_0 C \rho_L} \right).$$

Характеристическое сопротивление контура с четвертьволновым резонатором  $\rho_K = 4 \rho_L/\pi = \omega_0 L_{ЭKB} = 1/\omega_0 C_{ЭKB}$  определяется эквивалентными емкостью  $C_{ЭKB}$  и индуктивностью  $L_{ЭKB}$  контура. При этом собственная добротность контура  $Q_K = \rho_L \pi / 2 R_L$  обусловлена сопротивлением потерь отрезка линии  $R_L$ .

Анализ схем ВЦ показывает, что эквивалентные схемы входной цепи метрового и дециметрового диапазонов волн идентичны, поэтому будут верны и все ранее полученные соотношения.

Для реальных резонаторов СВЧ собственная добротность колебательного контура лежит в пределах 200...400. При количественных оценках параметров входной цепи это обстоятельство позволяет не учитывать собственную проводимость контура. Следовательно, процесс согласования антенны с контуром сводится к выполнению только одного условия:  $m^2 G_{AC} = n^2 G_H$ .

Согласно формуле (3.31) выбор  $m = 1$  и  $n = \sqrt{G_{AC}/G_H}$  при  $G_{AC} < G_H$  или  $n = 1$  и  $m = \sqrt{G_{AC}/G_H}$  при  $G_{AC} > G_H$  обеспечивает предельный резонансный коэффициент передачи входной цепи  $K_{0\text{ ПРЕД}} = 0,5 \sqrt{G_{AC}/G_H}$ . При этом из выражения (3.30) номинальный коэффициент передачи мощности входной цепи  $K_P = 1$ . Полученный результат свидетельствует о том, что входная цепь СВЧ при сделанных допущениях является идеальным согласующим трансформатором.

В сантиметровом диапазоне волн широко используются фильтры СВЧ на полосковых и микрополосковых линиях. На рис. 3.13, б показана входная цепь на отрезке микрополосковой линии передачи с автотрансформаторной

связью с нагрузкой и трансформаторной связью с антенной посредством несимметричного экранированного кабеля.

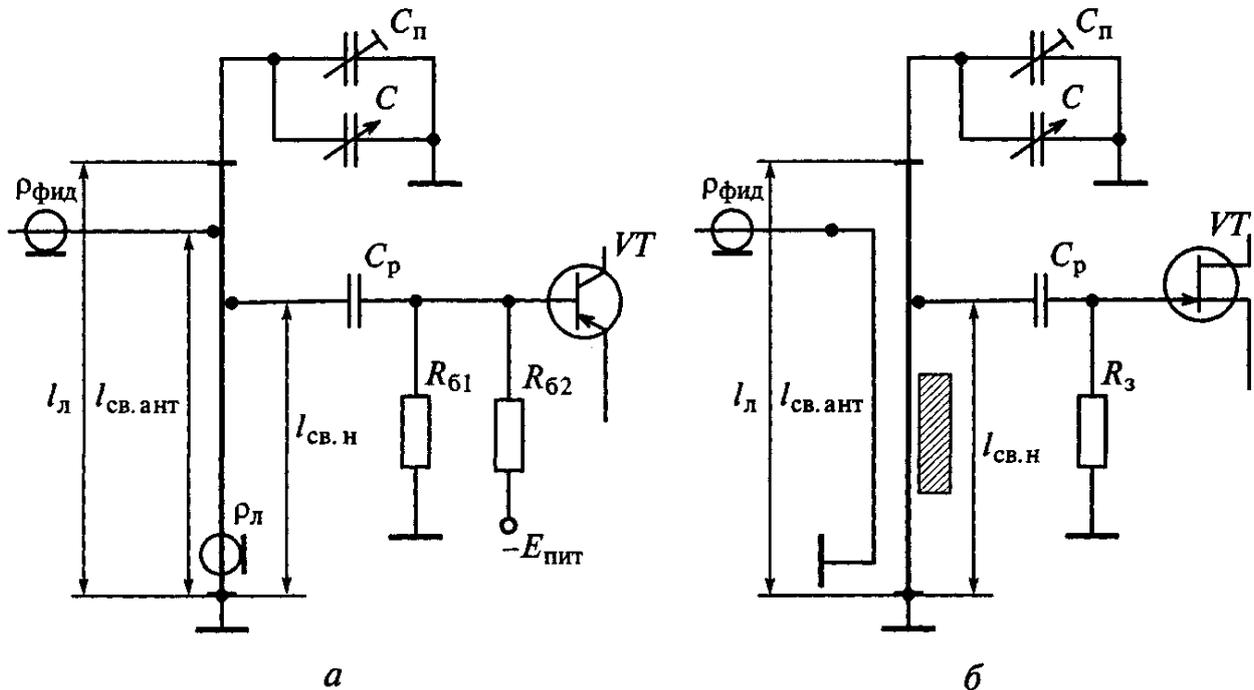


Рисунок 3.13. Принципиальные схемы ВЦ в диапазоне СВЧ

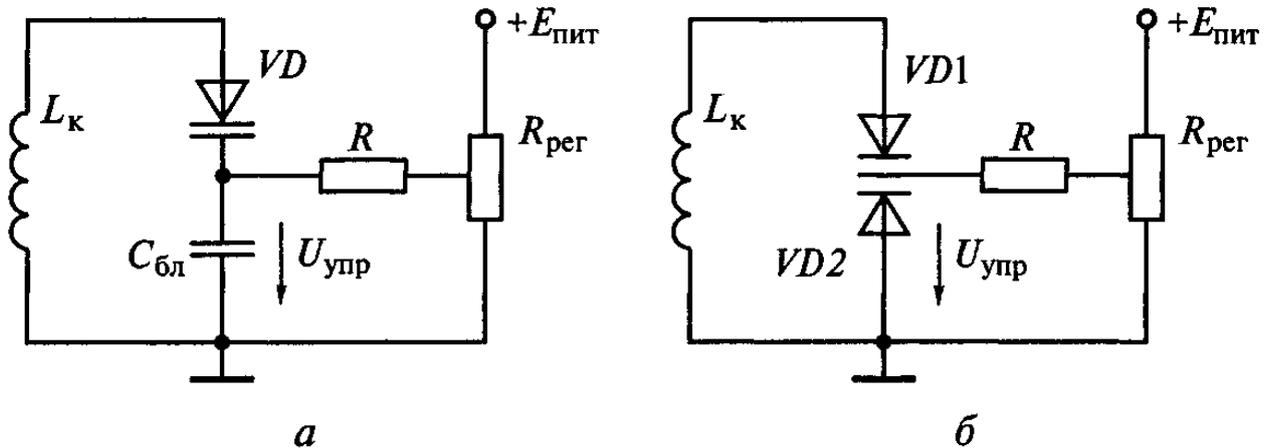
Возможность создания фильтров на отрезках линий, играющих роль реактивных элементов, основана на том, что отрезок линии длиной  $l_{\text{л}} < \lambda/4$  эквивалентен индуктивности или емкости, если он соответственно короткозамкнут или разомкнут на конце. При длине  $l_{\text{л}} = \lambda/4$  или  $l_{\text{л}} = \lambda/2$  такой отрезок эквивалентен резонансному параллельному или последовательному контуру в зависимости от длины и граничных условий на конце.

### 3.8 Входные цепи с электронной настройкой

В диапазонных РПУ настройку ВЦ на заданную частоту сигнала  $f_0$  удобно осуществлять электронными методами, основанными на управлении (по постоянному напряжению или току) режимом нелинейных реактивных элементов. Наибольшее распространение получили схемы перестройки частоты с варикапами, позволяющими реализовать изменение емкости контура в 2... 5 раз.

Принципиальные схемы вариантов включения варикапов в колебательный контур РПУ с ручной настройкой показаны на рис. 3.14. Напряжение управления  $U_{\text{УПР}}$  поступает от стабилизированного источника питания через делитель напряжения  $R_{\text{РЕГ}}$  со скользящим контактом. Резистор  $R$  нужен для уменьшения шунтирующего действия на колебательный контур цепи управления настройкой приемника. Сопротивление резистора  $R$ , определяющего сопротивление нагрузки входной цепи, выбирают больше резонансного со-

противления контура. Конденсатор  $C_{БЛ}$  блокирует цепь управления варикапом для токов, частота которых лежит в полосе пропускания контура.



**Рисунок 3.14. Принципиальные схемы включения варикапов в колебательный контур УПОС с ручной настройкой**

Поскольку варикап является элементом контура, на него воздействуют высокочастотные колебания сигнала и помех. С ростом уровня высокочастотных колебаний емкость варикапа возрастает, изменяя частоту настройки контура и, следовательно, его коэффициент передачи. Уход частоты настройки контуров приводит к нарушению сопряжения контуров преселектора и гетеродина, а также к возникновению паразитной АМ при приеме ЧМ - сигнала.

Ослабить нелинейные эффекты можно, применяя балансные (двухтактные) цепи с последовательным встречным включением двух варикапов. При этом приращение емкостей  $p - n$ -переходов варикапов при воздействии сигнала будут иметь противоположные знаки и изменение емкости контура  $C_K$  будет незначительным. Однако общая емкость при последовательно - встречном включении двух варикапов будет в два раза меньше, чем в схеме, показанной на рис. 3.14, *a*.

## 4 УСИЛИТЕЛИ РАДИОЧАСТОТЫ

### 4.1 Параметры и характеристики усилителей радиочастоты

*Усилителями радиочастоты* принято называть каскады УПОС, в которых усиление сигнала происходит на его несущей частоте. Эти каскады располагают перед преобразователем частоты в супергетеродинном приемнике или перед детектором в приемнике прямого усиления. Основным назначением УРЧ в диапазонах ДВ, СВ, КВ и УКВ является *обеспечение требуемой избирательности по зеркальному каналу и усиления напряжения*.

При этом желательно иметь минимально возможное изменение коэффициента усиления в диапазоне рабочих частот, а также сопряжение частот настройки контуров ВЦ и УРЧ. Вследствие применения активного элемента

добавляются требования по динамическому диапазону и устойчивости усилителя.

К числу основных параметров УРЧ относится *резонансный коэффициент усиления*  $K_0 = U_{H0} / U_{BX0}$ , представляющий собой отношение напряжения  $U_{H0}$  в нагрузке (на входе следующего каскада) к входному напряжению  $U_{BX0}$  на резонансной частоте настройки усилителя. Коэффициент усиления УРЧ выбирается из противоречивых требований минимального влияния шумов смесителя на результирующий коэффициент шума (коэффициент усиления надо увеличивать) и уменьшения уровня помех, попадающих в смеситель и вызывающих интермодуляционные искажения (коэффициент усиления надо уменьшать). Обычно выбирают коэффициент усиления УРЧ порядка 20 дБ.

*Коэффициентом шума Ш* называют отношение мощности шума, измеренной на выходе УРЧ, к мощности шума, которая была бы на выходе, если бы тепловой шум, обусловленный активной составляющей сопротивления источника сигнала, был бы единственным источником шума и приемнике.

*Частотная избирательность (селективность)  $\sigma$*  характеризует уменьшение коэффициента усиления  $K$  при заданной частотной расстройке  $\Delta f$  по сравнению с его значением при резонансе  $K_0$ . Избирательность может быть представлена в относительных единицах  $\sigma = K_0/K$  или в децибелах  $\sigma$  [дБ] = 20 lg ( $K_0/K$ ).

Если приемник не рассчитан на дискретную настройку, то должна обеспечиваться перестройка на любую частоту заданного диапазона.

Диапазонность УРЧ оценивается *коэффициентом перекрытия*  $k_D = f_{0 \max} / f_{0 \min}$ .

## 4.2 Обоснование структуры усилителя радиочастоты

Основными особенностями работы УРЧ являются малая амплитуда входных сигналов, частотно-зависимая нагрузка АЭ и высокие частоты усиливаемых напряжений. В режиме малых сигналов в диапазоне частот до 500 МГц активный элемент может быть представлен линейным четырехполюсником (рис. 4.1), для которого справедлива следующая система уравнений:

$$\begin{cases} \dot{I}_1 = \dot{Y}_{11} \dot{U}_1 + \dot{Y}_{12} \dot{U}_2; \\ \dot{I}_2 = \dot{Y}_{21} \dot{U}_1 + \dot{Y}_{22} \dot{U}_2, \end{cases}$$

в которой  $\dot{Y}_{11} = G_{11} + j\omega C_{11}$  - входная, а  $\dot{Y}_{22} = G_{22} + j\omega C_{22}$  - выходная проводимости АЭ. Пропускная проводимость  $\dot{Y}_{12} = G_{12} + j\omega C_{12}$  показывает, какой величины ток  $\dot{I}_2$  возникает на входе из-за внутренней обратной связи в АЭ под влиянием выходного напряжения  $\dot{U}_2$ . Комплексная проводимость прямого действия  $\dot{Y}_{21} = |\dot{Y}_{21}| \exp[-j \arctg(\omega/\omega_s)]$  характеризует усилительные свойства активного элемента. На угловой частоте  $\omega = \omega_s$  модуль проводимости прямого действия

$$|\dot{Y}_{21}| = S / \sqrt{1 + (\omega/\omega_s)^2} \quad (4.1)$$

уменьшается в  $\sqrt{2}$  раза относительно значения в низкочастотной области крутизны  $S$  вольт - амперной характеристики (ВАХ) в точке, заданной режимом активного элемента по постоянному току.

Для предварительного подавления помех в УРЧ включается частотно-избирательная система. В связи с тем что в диапазонных приемниках используется большое число перестраиваемых контуров, частотно-избирательную систему обычно выполняют одноконтурной в виде параллельного контура  $L_K C_K$  (см. рис. 4.1).

Активная составляющая входной проводимости  $G_{11}$  биполярного транзистора (БТ) может иметь значение порядка единиц миллисименсов, а выходная проводимость  $G_{22}$  - порядка десятков микросименсов. Величина этих проводимостей растет при увеличении частоты усиливаемых колебаний. Кроме того, входная  $C_{11}$  и выходная  $C_{22}$  емкости высокочастотных транзисторов могут иметь значения порядка десятков и сотен пикофард. Поэтому в резонансных УРЧ колебательный контур связан с выходной цепью БТ и с входом транзистора следующего каскада через элементы связи.

На структурной схеме (см. рис. 4.1) показаны напряжения, действующие на входе  $\dot{U}_1 = \dot{U}_{BX}$  и выходе  $\dot{U}_2$  активного элемента, на колебательном контуре  $\dot{U}_K$  и на нагрузке  $\dot{U}_H$ . Перестройка контура в диапазоне рабочих частот осуществляется с помощью конденсатора переменной емкости  $C_K$ . Реальные потери в ненагруженном контуре учтены активной проводимостью  $G_K$ .

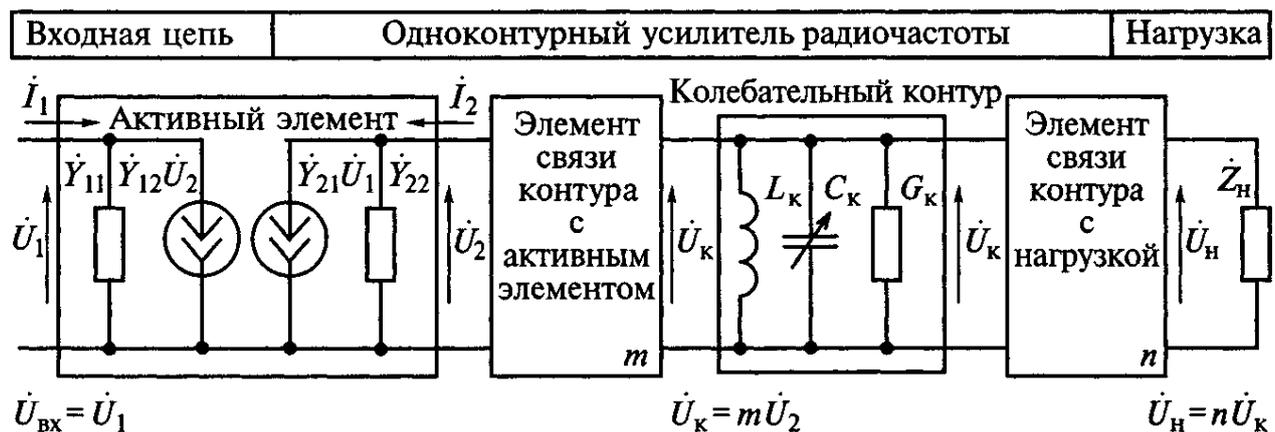


Рисунок 4.1. Обобщенная структурная схема усилителя радиочастоты

Основное отличие различных схем УРЧ состоит в способе связи контура с активным элементом и с нагрузкой (см. рис. 3.3). Этот способ связи определяет название усилительной схемы. Количественно величина связи задается коэффициентами включения активного элемента и нагрузки в контур  $m$  и  $n$ .

Таким образом, изображенная на рис. 4.1 структурная схема является универсальной, так как подходит для каскада УРЧ с любым активным элементом и при любом способе его включения.

### 4.3 Анализ одноконтурного усилителя радиочастоты

Обратим внимание на то, что структурная схема одноконтурного УРЧ может быть получена из структурной схемы ВЦ (см. рис. 3.1 и 3.3) при замене в ней соответственно  $\dot{I}_{АЦ} = \dot{\varepsilon}_{АHT} / \dot{Z}_{АЦ}$  и  $\dot{Z}_{АЦ}$  на  $\dot{Y}_{21} \dot{U}_{ВХ}$  и  $1/\dot{Y}_{22}$ . Поэтому основные выводы, полученные при анализе ВЦ, справедливы и для УРЧ.

Комплексная эквивалентная проводимость контура с учетом действия на него внешних проводимостей  $\dot{Y}_{ЭКВ} = m^2 \dot{Y}_{22} + \dot{Y}_K + n^2 \dot{Y}_H = G_{ЭКВ} (1 + j\xi)$  может быть представлена через эквивалентную резонансную проводимость

$$G_{ЭКВ} = 1/R_{ЭКВ} = m^2 G_{22} + G_K + n^2 G_H \quad (4.2)$$

и обобщенную расстройку  $\xi = Q_{ЭКВ} \left( \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right) = Q_{ЭКВ} \left( \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)$  частоты источника входного колебания  $f$  и резонансной частоты  $f_0$  настройки контура УРЧ.

Сравнение полученных выражений с аналогичными для описания входной цепи показывает их полную идентичность при замене проводимости антенной цепи  $G_{АЦ}$  на выходную проводимость активного элемента  $G_{22}$ . Учитывая проведенные параллели между параметрами ВЦ и УРЧ, находим модуль коэффициента усиления  $K = |K(j\omega)| = mnR_{ЭКВ} |\dot{Y}_{21}| / \sqrt{1 + \xi^2}$  и резонансный коэффициент усиления

$$K_0 = mnR_{ЭКВ} |\dot{Y}_{210}|. \quad (4.3)$$

При одинаковом шунтировании контура со стороны выхода АЭ и нагрузки

$$m^2 G_{22} = n^2 G = (G_{ЭКВ} - G_K) / 2 = (D - 1) G_K / 2 \quad (4.4)$$

резонансный коэффициент усиления максимален:

$$K_{0 \text{ OPT}} = \frac{|\dot{Y}_{210}|}{2\sqrt{G_{22}G_H}} \left( \frac{G_{ЭКВ} - G_K}{G_{ЭКВ}} \right) = \frac{|\dot{Y}_{210}|}{2\sqrt{G_{22}G_H}} \left( 1 - \frac{1}{D} \right). \quad (4.5)$$

Коэффициент шунтирования  $D = \Pi/\Pi_K = Q_K/Q_{ЭКВ} = d_{ЭКВ}/d_K = G_{ЭКВ}/G_K$  в формуле (4.5) определяет заданное увеличение результирующего затухания  $d_{ЭКВ}$  контура по сравнению с конструктивным  $d_K$ . При условии  $D \gg 1$  усиление достигает предельного значения  $K_{0 \text{ ПРЕД}} = \dot{Y}_{210} / 2\sqrt{G_{22}G_H}$ .

Частотная избирательность УРЧ

$$\sigma = \frac{K_0}{K(f)} = \frac{m(f_0)n(f_0)}{m(f)n(f)} \frac{|\dot{Y}_{210}|}{|\dot{Y}_{21}(f)|} \sqrt{1 + \xi^2} \quad (4.6)$$

определяется формой резонансной кривой. Соотношение (4.6) является общим для любой схемы УРЧ, учитывающей возможную частотную зависимость коэффициентов  $m(f)$ ,  $n(f)$  и крутизны  $|\dot{Y}_{21}(f)|$ .

Полоса пропускания  $\Pi$  УРЧ по уровню 0,707 при настройке на частоту  $f_0$  определяется эквивалентной добротностью  $Q_{ЭКВ}$  или эквивалентным затуханием  $d_{ЭКВ}$  нагруженного контура и рассчитывается по формуле (3.12).

При расчете неравномерности АЧХ в полосе пропускания УРЧ или избирательности по соседнему каналу (при малых расстройках  $\Delta f$ ) можно пренебречь частотной зависимостью коэффициентов  $m$ ,  $n$  и крутизны  $|\dot{Y}_{21}|$ . Тогда частотная избирательность УРЧ может быть рассчитана по формуле (3.11).

Фазочастотная характеристика  $\phi = -\arctg \xi - \arctg(f/f_s)$  практически линейна в пределах полосы пропускания УРЧ.

Диапазонные усилители умеренно высоких частот  
Из формулы (4.3) следует, что

$$K_0 = mn |\dot{Y}_{210}| \omega_0 L_K Q_{ЭКВ} = mn |\dot{Y}_{210}| \frac{2\pi f_0 L_K}{d_{ЭКВ}}. \quad (4.7)$$

Проанализируем зависимости избирательности (3.11), полосы пропускания (3.12) и резонансного коэффициента усиления (4.7) от частоты настройки приемника.

### 4.3.1 Усилители с двойной автотрансформаторной связью контура

Схема усилителя с двойной автотрансформаторной связью на транзисторе с общим эмиттером (ОЭ) (рис. 4.2) позволяет получить наибольшее усиление мощности вследствие большого входного сопротивления. В качестве активного элемента используют высокочастотные германиевые или кремниевые транзисторы (последние более экономичны и стабильны при повышенных рабочих температурах).

Избирательным элементом усилителя служит одиночный контур, включающий катушку индуктивности  $L_K$ , конденсатор настройки контура  $C$  с заземленным, как правило, ротором. Конденсатор  $C_{\Pi}$  включен для подстройки колебательного контура при заводской регулировке на верхнюю граничную частоту  $f_{0 \max}$  диапазона (поддиапазона). На нижнюю частоту  $f_{0 \min}$  диапазона (поддиапазона) контур настраивается с помощью сердечника из ферромагнитного материала катушки индуктивности  $L_K$ .

Цепь из резисторов базового делителя  $R_{б1}$  и  $R_{б2}$  служит для подачи отрицательного смещения на базу транзистора от источника питания  $E_{пит}$ . В схеме использована температурная стабилизация положения рабочей точки на ВАХ транзистора за счет отрицательной обратной связи (ООС) по постоянному току через резистор  $R_э$  в цепи эмиттера. Конденсатор  $C_э$  блокирует резистор  $R_э$  по высокой частоте, из-за чего ООС на частотах усиливаемых колебаний отсутствует, что гарантирует получение высокого коэффициента усиления каскада УРЧ.

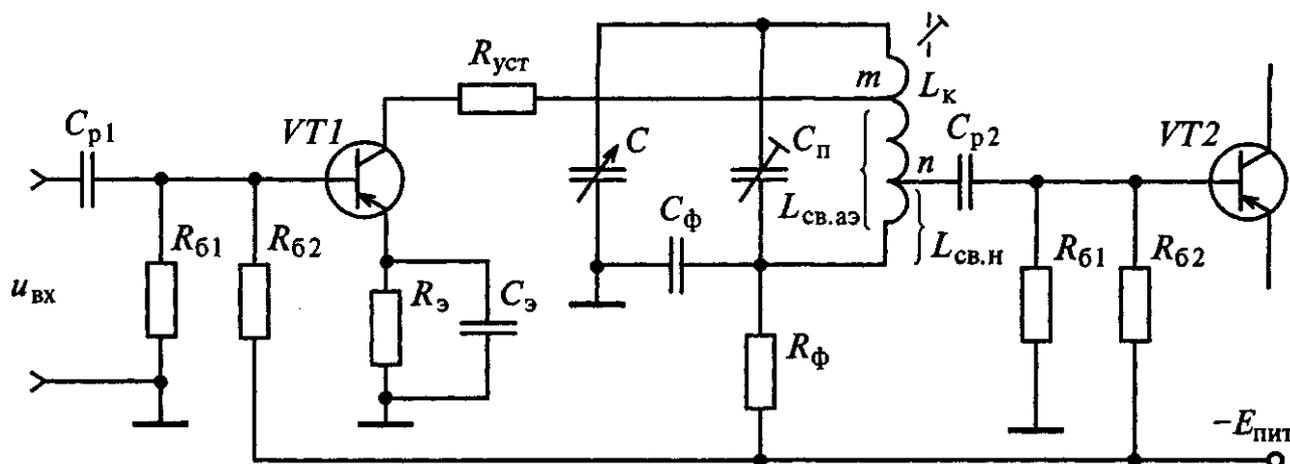


Рисунок 4.2. Схема усилителя с двойной автотрансформаторной связью на транзисторе с ОЭ

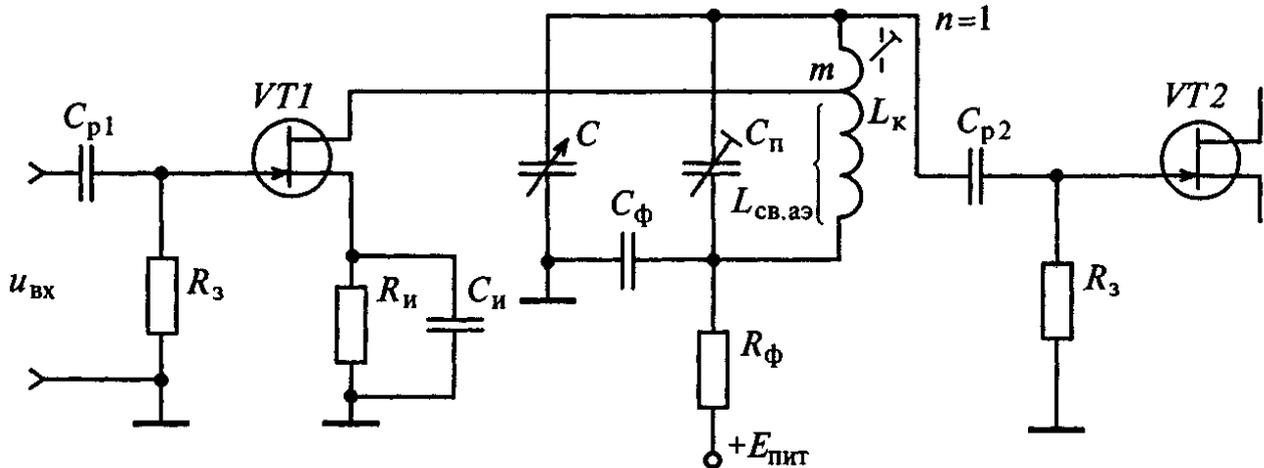
Цепь  $R_φ C_φ$  является развязывающим фильтром. При включении фильтра  $R_φ C_φ$  переменная составляющая тока коллектора через конденсатор  $C_φ$  замыкается на общую шину (землю), минуя источник питания  $E_{пит}$ , и нежелательная межкаскадная обратная связь устраняется. Сопротивление резистора  $R_φ$  выбирается так, чтобы падение постоянного напряжения на нем не превышало 0,5... 1 В (обычно  $R_φ = 0,5... 1$  кОм). Емкость конденсатора  $C_φ$  выбирается так, чтобы его сопротивление токам высокой частоты превышало в 10...20 раз сопротивление резистора  $R_φ$ . Кроме того, емкость конденсатора  $C_φ$  должна быть в 10...20 раз больше полной емкости контура усилителя.

Конденсатор  $C_{p1}$  осуществляет развязку ВЦ и УРЧ по постоянному току. Разделительный конденсатор  $C_{p2}$  исключает протекание постоянного тока с базового делителя последующего каскада через контурную катушку  $L_K$ .

Особенностью усилительного каскада является частичное включение контура как к входу, так и к выходу транзистора. Выбор коэффициентов включения  $m$  и  $n$  связан с получением заданного усиления, устойчивости, избирательности, неравномерности в заданной полосе пропускания и снижения собственных шумов.

При использовании полевого транзистора (ПТ) наибольшее распространение получила схема УРЧ с двойной автотрансформаторной связью на полевом транзисторе с общим истоком (ОИ) (рис. 4.3). Полевые транзисторы по сравнению с биполярными обладают более высоким входным и выходным

сопротивлением, малой проходной емкостью, меньшим уровнем собственных шумов, обеспечивают малый уровень нелинейных и перекрестных искажений, имеют более высокие быстродействие и термостабильность. Резистор  $R_{II}$  служит для создания напряжения смещения на затворе и для термостабилизации тока стока. По резистору  $R_3$ , имеющему сопротивление порядка 1 МОм, протекает ток утечки затвора. Поскольку полевые транзисторы обладают



**Рисунок 4.3. Схема УРЧ с двойной автотрансформаторной связью на полевом транзисторе с ОИ**

очень высоким входным сопротивлением, то для анализируемой схемы активная составляющая проводимости нагрузки контура  $G_H = G_3 = 1/R_3$ .

Для УРЧ на полевом транзисторе применяют полное включение контура в цепь затвора ПТ последующего каскада. Исходя из соображений устойчивости, полное включение в цепь стока обычно не используют.

В УРЧ на ПТ в диапазоне рабочих частот практически обеспечивается постоянство крутизны  $|\dot{Y}_{210}| = S$  и эффективной добротности  $Q_{ЭКВ}$ . При этом наблюдается линейный рост коэффициента усиления

$$K_0 = mS\omega_0 L_K Q_{ЭКВ} \quad (4.8)$$

с увеличением частоты настройки ( $n = 1$ ).

В случае УРЧ на БТ имеем частотную зависимость крутизны (4.1) и эквивалентного затухания нагруженного контура

$$d_{ЭКВ} = 1/Q_{ЭКВ} = d_K + m^2 \omega_0 L_K G_{22} + n^2 \omega_0 L_K Q_H. \quad (4.9)$$

Из формулы (4.7) находим

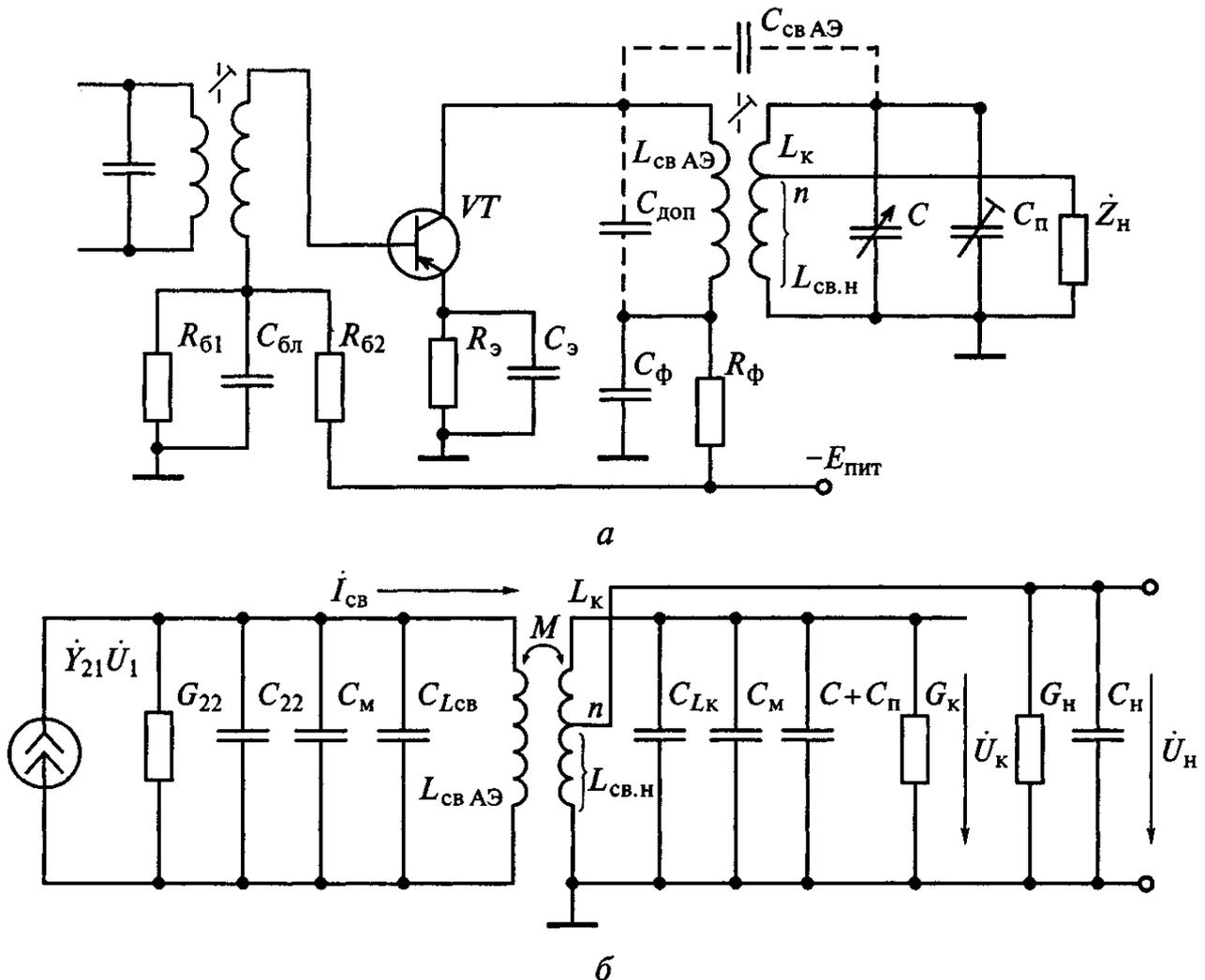
$$K_0 = \frac{mnS}{\sqrt{1+(f/f_s)^2}} 2\pi f_0 L_K Q_{ЭКВ}. \quad (4.10)$$

Если  $f_s^2 \gg f_0^2$ , то крутизна ВАХ транзистора в диапазоне рабочих частот практически постоянна. Добротность контура с ростом частоты уменьшается из-за вносимых затуханий (4.9) со стороны активного элемента и

нагрузки. При слабой связи контура с активным элементом добротность контура уменьшается не очень быстро и  $K_0$  возрастает медленнее, чем в случае УРЧ на ПТ. Полоса пропускания  $\Pi = f_0 d_{\Sigma KB}$  в этом случае с ростом частоты расширяется.

#### 4.3.2 Усилители с трансформаторной связью контура и транзистора

В транзисторных приемниках широко используется УРЧ с трансформа-



**Рисунок 4.4. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы УРЧ с трансформаторной связью контура с активным элементом**

торным включением контура в коллекторную цепь транзистора. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы УРЧ с трансформаторной связью контура с активным элементом показаны на рис. 4.4.

На эквивалентной схеме каскада (см. рис. 4.4, а) видно, что активный элемент представлен генератором тока  $\dot{Y}_{21}\dot{U}_{BX} = \dot{Y}_{21}\dot{U}_1$  выходными проводимостью  $G_{22}$  и емкостью  $C_{22}$ .

Резонансная круговая частота коллекторного контура связи

$$\omega_{CB} = 2\pi f_{CB} = \frac{1}{\sqrt{L_{CB\ AЭ} (C_{22} + C_{CX})}}, \quad (4.11)$$

где емкость схемы  $C_{CX}$  включает в себя емкость монтажа  $C_M$ , собственную емкость  $C_{L\ CB}$  катушки связи  $L_{CB\ AЭ}$  и при необходимости емкость дополнительного конденсатора  $C_{ДОП}$ . Поскольку обычно  $G_{22} \ll \omega C_{22}$ , то проводимостью  $G_{22}$  можно пренебречь.

В этом случае резонансный коэффициент усиления

$$K_0 = \frac{U_{H0}}{U_{10}} = \frac{nU_{K0}}{U_{10}} = \frac{n | \dot{Y}_{210} | R_{ЭКВ} M}{| 1 - (\omega_0 / \omega_{CB})^2 | L_K} \quad (4.12)$$

Формулу (4.12) можно привести к выражению (4.3), если принять

$$m = \frac{1}{| 1 - (\omega_0 / \omega_{CB})^2 |} \frac{M}{L_K}$$

В зависимости от соотношения  $\omega_0 / \omega_{CB}$  возможны различные режимы работы усилителя. При  $\omega_0^2 \gg \omega_{CB}^2$  зависимость резонансного коэффициента усиления от частоты настройки такая же, как при двойном автотрансформаторном включении, т.е. линейно возрастает с увеличением частоты.

При  $\omega_0^2 \ll \omega_{CB}^2$  резонансный коэффициент усиления

$$K_0 = nM | \dot{Y}_{210} | Q_{ЭКВ} \omega_{CB}^2 / \omega_0 \quad (4.13)$$

уменьшается с ростом частоты настройки.

Повысить равномерность усиления в поддиапазоне можно, применяя трансформаторно-емкостную (комбинированную) связь контура с выходом активного элемента (конденсатор  $C_{CB\ AЭ}$  на рис 4.4, а) [2-4].

### 4.3.3 Интегральные микросхемы для усилителей радиочастоты

Интегральные микросхемы (ИМС), которые могут использоваться в каскадах УРЧ, разделяются на полупроводниковые (серии 118, 174, 175) и гибридные (серии 224, 228, 435). В полупроводниковых ИМС все элементы и межэлементные соединения выполняются в объеме и на поверхности полупроводника. Гибридные ИМС включают в себя помимо полупроводниковых элементов различные дискретные компоненты - конденсаторы, резисторы и т.д.

Верхний предел полупроводниковых ИМС по частоте часто не превышает 200 МГц. Кроме того, они уступают по шумовым свойствам гибридным ИМС и специальным малошумящим транзисторам. По этим причинам УРЧ и другие малошумящие усилители строят на гибридных ИМС и на микросборках, используя бескорпусные транзисторы и транзисторные сборки.

Подробные сведения о применении микросхем в качестве УРЧ приведены в [1-3, 11].

## 4.4 Шумовые параметры преселектора

### 4.4.1 Шумовые свойства усилителей на полевых транзисторах

Эквивалентные шумовые схемы каскада УРЧ на полевом транзисторе показаны на рис. 4.5. Эквивалентная шумовая схема полевого транзистора с ОИ (см. рис. 4.5, а) включает в себя два некоррелированных генератора тока.

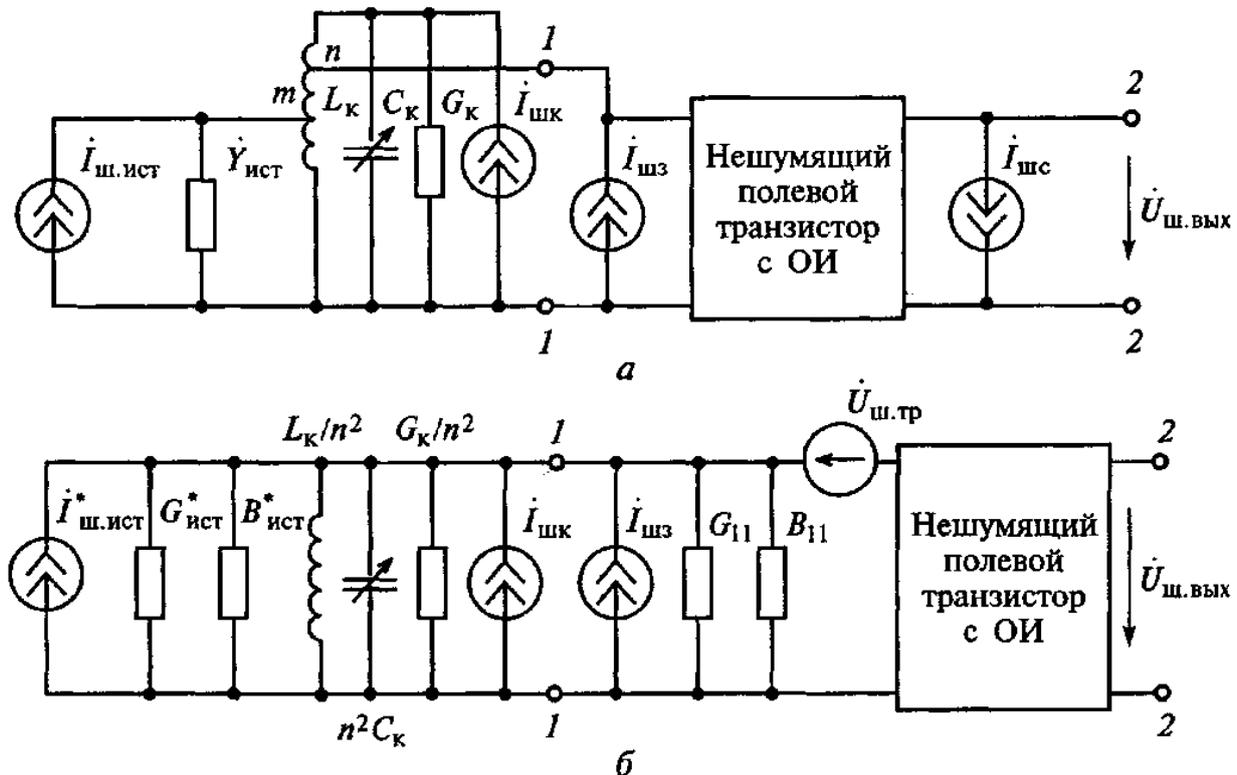


Рисунок 4.5. Эквивалентные шумовые схемы каскада УРЧ на полевом транзисторе

Генератор шумового тока  $\dot{I}_{ш.з}$  на входе (затворе) полевого транзистора характеризует дробовые шумы затвора  $\overline{i_{ш.з}^2(t)} = 2e_0 I_{30} \Pi_{ЭФШ} G_{ш.тр} \Pi_{ЭФШ}$ , определяемые током затвора  $I_{30}$  в рабочей точке. Генератор шумового тока  $\dot{I}_{ш.с}$  на выходе (стоке) полевого транзистора учитывает тепловые шумы проводящего канала:  $\overline{I_{ш.с}^2(t)} = 4k_B T |Y_{210}| \Pi_{ЭФШ}$ . Шумы из-за генерации и рекомбинации носителей зарядов в обедненном слое, зависящие от частоты по закону  $1/f$ , на частотах свыше 10 кГц можно не учитывать.

Эквивалентная шумовая схема каскада УРЧ (см. рис. 4.5, а) включает в себя также генератор  $\dot{I}_{ш.к}$ , характеризующий тепловой шум контура на входе

полевого транзистора  $\left[ \overline{I_{шк}^2(t)} = 4k_B T G_K \Pi_{\text{эфш}} \right]$ , а также генератор  $\dot{I}_{шист}$ , определяющий шумы источника сигнала  $\left[ \overline{I_{шист}^2(t)} = 4k_B T G_{ист} \Pi_{\text{эфш}} \right]$ , где  $G_{ист}$  - активная составляющая комплексной проводимости  $Y_{ист}$  источника сигнала.

Количественная оценка шумовых параметров облегчается, если источник шума транзистора  $I_{шс}$  представить в виде генератора шумового напряжения  $\dot{U}_{штр}^2$  (см. рис. 4.5, б) со средним квадратом напряжения  $\overline{u_{штр}^2} = 4k_B T R_{штр} \Pi_{\text{эфш}}$ , введя понятие шумового сопротивления транзистора  $R_{штр} = G_{21} / |\dot{Y}_{210}|^2$ .

Пересчитав параметры источника сигнала и контура к входным зажимам транзистора:

$$\dot{I}_{шист}^* = m \dot{I} / n, \quad \dot{I}_{шк}^* = \dot{I}_{шк} / m, \quad G_{ист}^* = m^2 G_{ист} / n^2,$$

$$B_{ист}^* = m^2 B_{ист} / n^2, \quad B_K^* = B_K / n^2 = (\omega L_K - 1 / \omega C_K) / n^2,$$

приходим к эквивалентной шумовой схеме (рис. 4.5, б). Поскольку контур настраивается на частоту сигнала, то реактивные составляющие  $B_{ист}^*$ ,  $B_K^*$  и  $B_{11}$  в дальнейшем анализе не учитываются.

Под действием генератора шумового напряжения  $U_{штр}$  в цепи течет шумовой ток  $\dot{I}_{штр}$ , средний квадрат которого

$$\overline{i_{штр}^2(t)} = \overline{U_{штр}^2(t)} \cdot G_0^2 = 4k_B R_{штр} \Pi_{\text{эфш}} G_0^2,$$

где

$$G_0 = G_{ист}^* + G_K^* + G_{11} = (m^2 G_{ист} + G_K + n^2 G_{11}) / n^2$$

Согласно определению коэффициента шума (2.4)

$$Ш = \frac{\sum_i \overline{i_{шi}^2(t)}}{\overline{i_{шi}^2(t)}} = 1 + \frac{G_K^*}{G_{ист}^*} + \frac{G_{штр}}{G_{ист}^*} + R_{штр} \frac{G_0^2}{G_{ист}^*}.$$

Из приведенного выражения видно, что коэффициент шума снижается с уменьшением  $G_K^* = G_K / n^2$ . Следовательно, целесообразно выбирать  $n = 1$ .

Найдем оптимальное значение  $G_{ист}^*_{опт}$ , которому соответствует минимум коэффициента шума. Для этого определим  $G_{ист}^*$  из уравнения  $\frac{dШ}{dG_{ист}^*} = 0$ .

В результате получим

$$G_{ист}^* = (G_K + G_{11}) \sqrt{1 + \frac{G_K + G_{штр}}{R_{штр} (G_K + G_{11})^2}}. \quad (4.14)$$

Следовательно,  $Ш_{МИН} = 1 + 2R_{ШТР}G_{ИСТ}^*$ , очевидно, соответствует коэффициент включения источника

$$m_{ОРТ Ш} = \sqrt{G_{ИСТ}^* / G_{ИСТ}}. \quad (4.15)$$

Настроенную антенну обычно согласуют с фидером, а фидер - с входом приемника, что обеспечивает режим бегущей волны. Условие согласования определяется соотношением  $m^2 G_{ИСТ} = G_K + G_{11}$ , где  $G_{11}$  представляет собой входную проводимость транзистора следующего каскада. Отсюда имеем

$$m_{СОГЛ} = \sqrt{(G_K + G_{11}) / G_{ИСТ}}, \quad (4.16)$$

из чего следует, что

$$Ш_{СОГЛ} = 1 + \frac{G_K + G_{ШТР}}{G_K + G_{11}} + 4R_{ШТР}(G_K + G_{11}). \quad (4.17)$$

Сравнение выражений (4.14)...(4.16) показывает, что  $m_{СОГЛ} < m_{ОРТ Ш}$ . Это различие имеет место при малых собственных шумах ПТ, когда шумы обусловлены в основном источником сигнала и ВЦ. Следует подчеркнуть, что коэффициент шума УРЧ на полевом транзисторе в режиме оптимального рассогласования может быть в 2...3 раза меньше, чем в режиме согласования.

#### 4.4.2 Шумовые характеристики усилителей на биполярных транзисторах

На рис. 4.6 приведена эквивалентная шумовая схема на БТ для области радиочастот. В ней реальный шумящий транзистор заменен идеальным нешумящим эквивалентным транзистором, а его шумовые свойства учтены с помощью четырех некоррелированных внутренних источников шума.

Генератор шумового напряжения  $\dot{U}_{ШБ}$  отображает тепловой шум, возникающий в объемном распределенном сопротивлении базы  $r'_B$ . Средний квадрат напряжения шумов  $\overline{u_{ШБ}^2(t)} = 4k_B T r'_B \Pi_{ЭФ Ш}$ . Принято считать, что сопротивление  $r'_B$  находится при температуре  $T = 293$  К.

Генератор шумового тока  $\dot{I}_{ШБ}$  характеризует дробовые шумы прямого тока в области базы  $(1 - \alpha) \dot{I}_{Э0}$  и тока насыщения  $\dot{I}_{ЭНАС}$ , причем,  $\overline{i_{ШБ}^2} = 2e_0(1 - \alpha) I_{Э0} \Pi_{ЭФ Ш} + 2e_0 I_{ЭНАС} \Pi_{ЭФ Ш}$ , где  $\alpha = -h_{21Б} \approx 0,95 \dots 0,998$  — коэффициент передачи эмиттерного тока в цепь коллектора в схеме с ОЭ.

Генератор шумового тока  $\dot{I}_{шк}$  отображает дробовые шумы тока коллектора, идущего от эмиттера  $r'_б$ . Средний квадрат шумового тока  $\overline{i_{шк}^2} = 2e_0 I_{\text{Э}0} \Pi_{\text{ЭФШ}}$ .

Генератор шумового тока  $\dot{I}_{шк\text{НАС}}$  учитывает дробовый шум тока насыщения коллекторного перехода, причем  $\overline{i_{шк0}^2} = 2e_0 I_{\text{КНАС}} \Pi_{\text{ЭФШ}}$ .

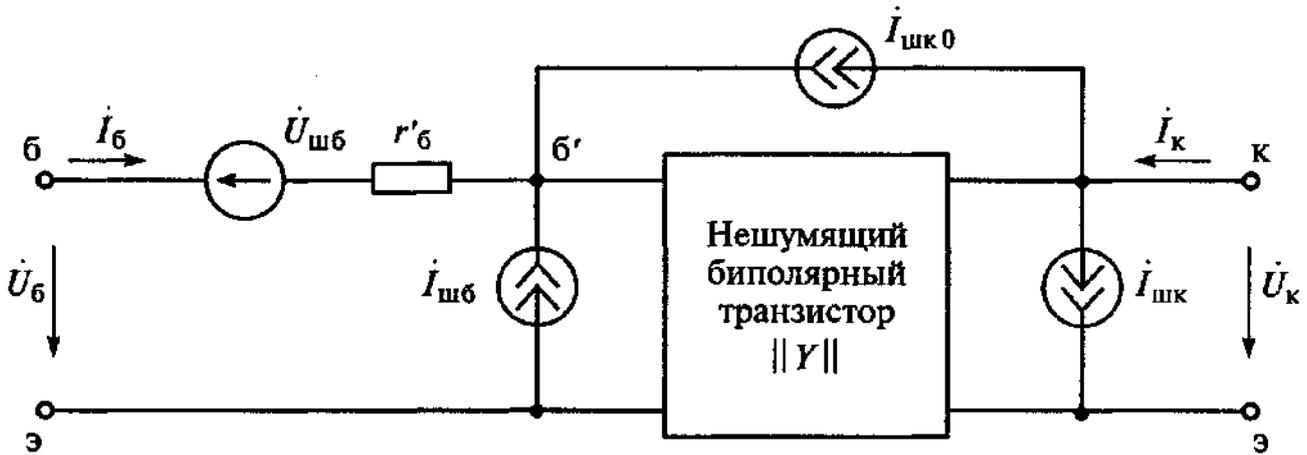


Рисунок 4.6. Эквивалентная шумовая схема на БТ

Эквивалентная шумовая схема, приведенная на рис. 4.7, неудобна для практических расчетов шумов, так как генераторы шумовых токов подключены к внутренней точке б' транзистора. Возможно преобразование ее к схеме, приведенной на рис. 4.5, б, приняв  $\dot{I}_{шз} = \dot{I}_{шб}$  и

$$R_{штр} = \frac{e_0 I_{\text{Э}0} \alpha}{2k_B T |\dot{Y}_{21}|^2} = 20 \frac{I_{\text{Э}0}}{|\dot{Y}_{21}|^2} \approx 20 \frac{I_{\text{К}0}}{|\dot{Y}_{21}|^2}; \quad (4.18)$$

$$G_{штр} = \frac{e_0 I_{\text{Э}0} (1 - \alpha)}{2k_B T} = 20 I_{\text{Э}0} (1 - \alpha) = 20 I_{\text{Б}0}.$$

Тогда коэффициент шума может быть рассчитан по формуле

$$\begin{aligned} Ш = 1 + \frac{G_K^* + r'_б (G_{ист} + G_K^*)^2}{G_{ист}^*} + \frac{G_{штр} [1 + r'_б (G_{ист} + G_K^*)]^2}{G_{ист}^*} + \\ + \frac{r'_б B_{11}}{G_{21}^*} + \frac{R_{штр} (G_{ист}^* + G_K^* + G_{11})^2}{G_{21}^*}. \end{aligned} \quad (4.19)$$

Из формулы (4.19) видно, что коэффициент шума растет с увеличением частоты за счет изменения величины  $B_{11} = \omega_0 C_{11}$ ,  $G_{11}$  и  $\dot{Y}_{21}$ . Он зависит от ре-

жима работы биполярного транзистора через шумовые параметры

$$R_{Ш\ TP}(I_{K0}) \text{ и } G_{Ш\ TP}(I_{B0}).$$

При оптимальной проводимости источника сигнала

$$G_{ИСТ\ ОПТ}^* = \sqrt{\frac{G_{Ш\ TP} + r'_B B_{11}^2 + R_{Ш\ TP} G_{11}^2}{r'_B + R_{Ш\ TP}}} \quad (4.20)$$

коэффициент шума достигает минимального значения

$$Ш_{МИН} = 1 + 2 \left[ r'_B G_{Ш\ TP} + R_{Ш\ TP} G_{11} + (r'_B + R_{Ш\ TP}) G_{ИСТ\ ОПТ}^* \right]. \quad (4.21)$$

В режиме согласования по мощности  $m_{СОГЛ\ ИСТ}^2 G_{ИСТ} = G_K + n^2 G_{11}$ , тогда

$$Ш_{СОГЛ} = 1 + (r'_B + 4R_{Ш\ TP}) G_{11} + \left[ G_{Ш\ TP} (1 + r'_B G_{11}) + r'_B B_{11}^2 \right] / G_{11}. \quad (4.22)$$

Сравнение формул (4.19)...(4.21) показывает, что *режим согласования на входе приемника является основным в УРЧ на БТ*, так как режим оптимального рассогласования редко приводит к уменьшению коэффициента шума. В общем случае для уменьшения коэффициента шума активный элемент следует выбирать с возможно меньшим значением произведения  $R_{Ш\ TP} G_{11}$ . *По этой причине в первом каскаде приемника желательно использование ПТ.*

#### 4.5 Устойчивость работы усилителей радиочастоты

В преселекторе всегда имеются цепи, образующие связь между контурами и влияющие на основные характеристики УРЧ. Поэтому к УРЧ предъявляют *требование устойчивости, под которым понимают не только отсутствие самовозбуждения, но главным образом постоянство его параметров в процессе эксплуатации.*

Причинами возникновения обратной связи (ОС) в УРЧ являются:

- наличие в усилительном элементе внутренней проходной проводимости  $\dot{Y}_{12}$ , связывающей контуры ВЦ и УРЧ;
- общие источники питания нескольких каскадов усиления;
- индуктивные и емкостные связи между монтажными проводами, катушками и другими деталями усилителя.

*Элементом связи через общий источник питания служит его внутреннее сопротивление. Эти обратные связи ослабляются в нужной степени введением развязывающих фильтров  $R_\phi C_\phi$  и снижением внутреннего сопротивления источника питания для переменных токов (например, шунтированием его большой емкостью).*

*Вредные магнитные и емкостные обратные связи устраняются рациональной конструкцией усилителя и его монтажа, а также экранированием основных элементов входной и выходной цепей отдельных каскадов.*

Внутренняя обратная связь возникает из-за наличия проходной проводимости  $\dot{Y}_{12}$  усилительного элемента. На рис. 4.7 приведена схема возникновения обратной связи в УРЧ и векторные диаграммы.

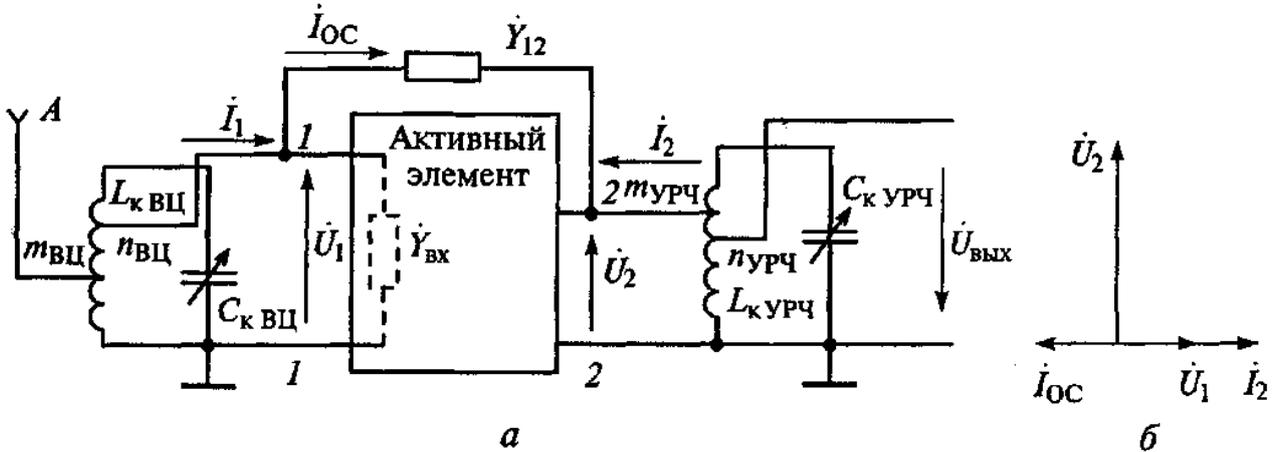


Рисунок 4.7. Схема возникновения связи (а) и векторные диаграммы (б)

Индексами «ВЦ» и «УРЧ» (см. рис. 4.7, а) указывается принадлежность параметров контуров соответственно к ВЦ или к УРЧ. При этом входная проводимость каскада УРЧ в сечении 1 - 1 как линейного четырехполюсника определяется по формуле

$$\dot{Y}_{ВХ} = \dot{Y}_{11} - \dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}/(\dot{Y}_{22} + \dot{Y}_H) = \dot{Y}_{11} - m_{УРЧ}^2 \dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}/\dot{Y}_{ЭКВ}.$$

Аналогично можно найти выходную проводимость усилителя (сечение 2 - 2)

$$\dot{Y}_{ВЫХ} = \dot{Y}_{22} - \dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}/(\dot{Y}_{11} + \dot{Y}_H).$$

Из приведенных выражений видно, что входная проводимость каскада зависит от проводимости нагрузки, а выходная - от проводимости источника сигнала. Эта зависимость обусловлена проводимостью обратной связи  $\dot{Y}_{12}$ .

Таким образом, за счет внутренней обратной связи в усилительном элементе ( $\dot{Y}_{12} \neq 0$ ) на вход УРЧ вносится входная динамическая проводимость

$$\dot{Y}_{ВХ ОС} = -m_{УРЧ}^2 \frac{\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}{\dot{Y}_{ЭКВ}} = -m_{УРЧ}^2 \frac{\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}{G_{ЭКВ}(1 + j\xi)} = -m_{УРЧ}^2 \frac{\dot{Y}_{12}\dot{Y}_{21}}{1 + j\xi} R_{ЭКВ} = G_{ВХ ОС} + j\omega C_{ВХ ОС},$$

значение и характер которой зависят от расстройки

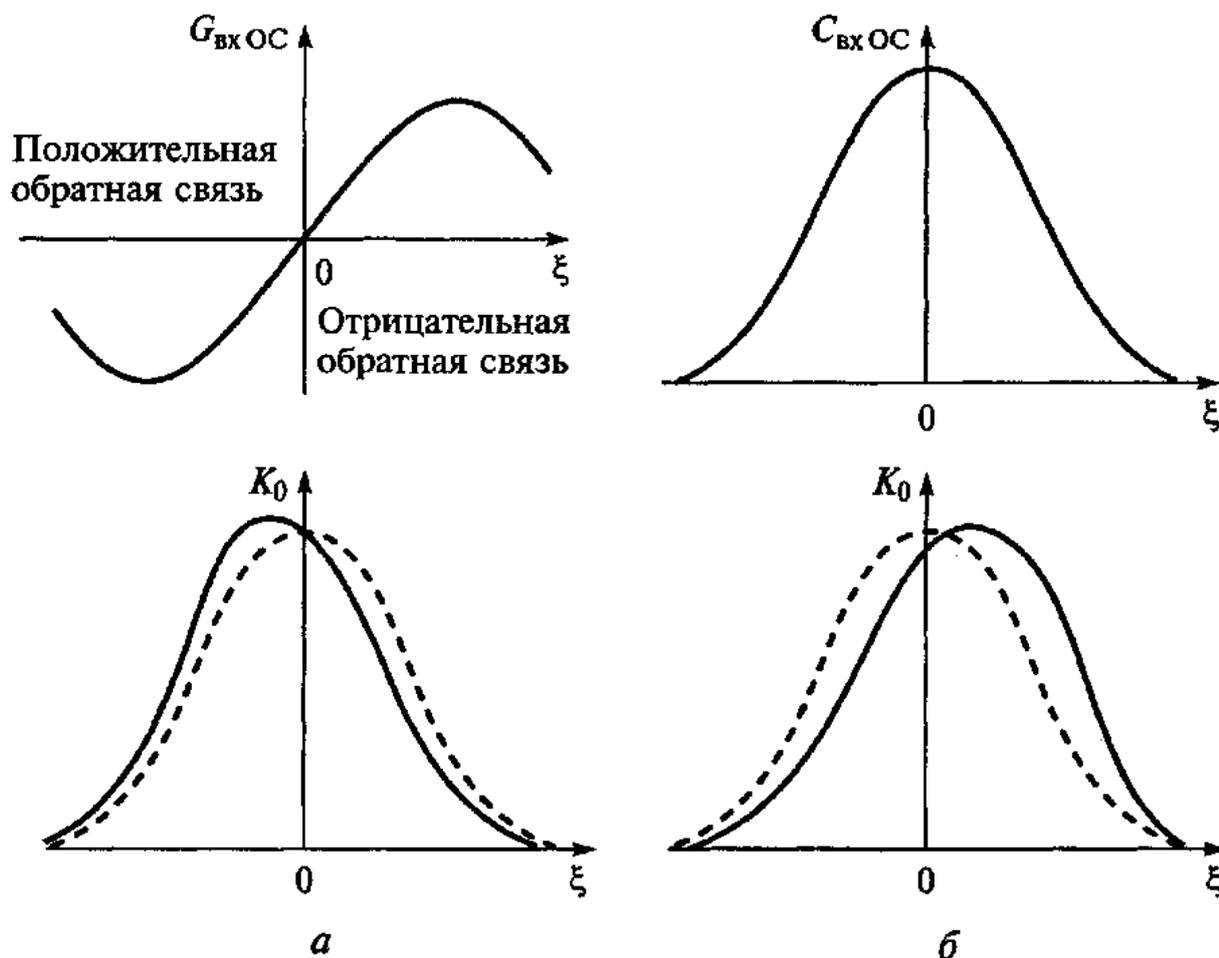
$$\xi = Q_{ЭКВ УРЧ} \left( \frac{f_{0 ВЦ}}{f_{0 УРЧ}} - \frac{f_{0 УРЧ}}{f_{0 ВЦ}} \right)$$

нагрузочного контура УРЧ относительно контура ВЦ.

В УРЧ на ПТ по схеме с ОИ внутренняя обратная связь определяется только проходной емкостью затвор - сток  $C_{3С}$ , при которой  $\dot{Y}_{12} = j\omega C_{3С}$ . Учитывая, что для ПТ справедливо условие  $\dot{Y}_{12} = S$ , находим:

$$G_{BX OC} = \omega C_{3C} m_{YPC}^2 S R_{ЭКВ} \xi / (1 + \xi^2); \quad C_{BX OC} = C_{3C} m_{YPC}^2 S R_{ЭКВ} / (1 + \xi^2).$$

Характер зависимостей активной  $G_{BX OC}$  и емкостной  $C_{BX OC}$  и составляющих входной динамической проводимости  $\dot{Y}_{BX OC}$  ПТ от абсолютной расстройки  $\xi$  контуров ВЦ и УРЧ (преселектора) показан на рис. 4.8.



**Рисунок 4.8.** Характер зависимости активной  $G_{BX OC}$  и емкостной  $C_{BX OC}$  составляющих входной динамической проводимости  $\dot{Y}_{BX OC}$  полевого транзистора от абсолютной расстройки  $\xi$  контуров ВЦ и УРЧ

Входная проводимость каскада УРЧ шунтирует контур ВЦ (см. рис. 4.8, *a*). Если бы все составляющие проводимости не зависели от частоты, то форма АЧХ входного контура имела бы вид, показанный на рис. 4.8, *a* пунктирной линией. В действительности  $G_{BX OC}$  и  $C_{BX OC}$  частотно зависимы.

На частотах ниже резонансной проводимость  $G_{BX OC}$  отрицательная, это компенсирует потери входного контура и вызывает подъем коэффициента усиления (сплошная линия на рис. 4.8, *a*).

Напротив, на частотах выше резонансной проводимость  $G_{BX OC}$  положительная, что вносит в контур потери, уменьшающие коэффициент усиления. В этом случае имеет место отрицательная обратная связь.

Влияние емкости  $C_{BX OC}$  на форму АЧХ контура ВЦ проявляется в том, что при понижении частоты полная емкость контура уменьшается, а резонансная частота увеличивается. Фактическая расстройка больше той, на которую понижена частота. Спад коэффициента усиления  $K_0$  более резок (сплошная линия на рис. 4.8, б). При повышении частоты полная емкость уменьшается и резонансная частота увеличивается. Контур как бы подстраивается под частоту, фактическая расстройка уменьшается и коэффициент усиления оказывается больше, чем при отсутствии обратной связи.

При точной настройке контуров ВЦ и УРЧ, а также при положительной расстройке контура УРЧ относительно контура ВЦ резонансный усилитель устойчив.

В реальных схемах преселектора практически всегда имеется вероятность небольшой взаимной расстройки контуров ВЦ и УРЧ ( $\xi \neq 0$ ). На рис. 4.8, а видно, что при отрицательной расстройке контура УРЧ относительно контура ВЦ в последний вносится отрицательная активная проводимость, что эквивалентно появлению положительной обратной связи.

Условием самовозбуждения ВЦ являются равенства

$$B_{ЭКВ ВЦ} + n_{ВЦ}^2 B_{ВХ ОС} = 0; \quad G_{ЭКВ ВЦ} + n_{ВЦ}^2 G_{ВХ ОС} = 0.$$

Первое равенство соответствует балансу фаз, а второе - условию баланса амплитуд.

Физическая сущность процесса возникновения положительной обратной связи в преселекторе приемника при  $\xi < 0$  иллюстрируется идеализированной векторной диаграммой на рис. 4.7, б.

Из диаграммы на рис. 4.7, б видно, что ток в цепи обратной связи  $I_{OC}$  опережает напряжение на контуре УРЧ на  $90^\circ$ . При отрицательной расстройке контура усилителя ( $f_{0УРЧ} \ll f_{0ВЦ}$  и  $\xi < 0$ ) сопротивление контура ВЦ будет индуктивным. Напряжение, вносимое в контур за счет действия обратной связи, будет опережать ток  $I_{OC}$  на угол  $90^\circ$ .

Следовательно, напряжение обратной связи на входе УРЧ  $\dot{U}_{OC}$  и входное напряжение  $\dot{U}_1$  будут синфазными, что свидетельствует о действии положительной обратной связи и внесении во входной контур отрицательного сопротивления. С ростом коэффициента усиления может оказаться, что  $\dot{U}_1 \approx \dot{U}_{OC}$  (баланс амплитуд). В этом случае усилитель самовозбуждается.

Усилитель не будет возбуждаться, если проводимость контура на его входе с учетом обратной связи будет положительной:  $(G_{ЭКВ ВЦ} + n^2 G_{ВХ ВЦ}) > 0$ . Но отсутствие возбуждения, как следует из анализа диаграмм (см. рис. 4.7), еще не означает неизменности показателей устройства.

Для количественной оценки влияния внутренней обратной связи уси- тельного элемента на свойства УРЧ вводится коэффициент устойчивости  $k_{уст} = (G_{ЭКВ ВЦ} + n_{ВЦ}^2 G_{ВХ ОС}) / G_{ЭКВ ВЦ}$ . Если  $k_{уст} = 0$ , то усилитель может воз- буждаться. Случай, когда  $k_{уст} = 1$ , соответствует максимальной устойчивости усилителя.

Рекомендуется иметь

$$k_{уст} = \begin{cases} 0,92...1 & \text{- высокая устойчивость;} \\ 0,8...0,92 & \text{- средняя устойчивость;} \\ 0,72...0,8 & \text{- низкая устойчивость.} \end{cases}$$

Свойства усилителя не должны претерпевать существенных изменений и при внутренней ООС.

Коэффициент устойчивости  $k_{уст}$  является мерой удаленности усилителя от порога самовозбуждения. При  $k_{уст} = 1$  обратная связь отсутствует, что со- ответствует максимальной устойчивости усилителя. При  $k_{уст} = 0,8...0,92$  ( $k_{уст} = 1,1...1,2$ ) изменение коэффициента усиления и полосы пропускания под действием ПОС (ООС) не превышает 20 %. Чем ближе  $k_{уст}$  к единице, тем устойчивее усилитель.

Из сказанного выше следует, что усиление УРЧ должно быть ограниче- но, и в этом случае оно носит название *устойчивого усиления*.

Коэффициент устойчивого усиления каскада может быть определен по формуле

$$K_{0уст} = \frac{n_{УРЧ}}{n_{ВЦ}} \sqrt{2|k_{уст} - 1| \left| \frac{\dot{Y}_{210}}{\dot{Y}_{120}} \right| \frac{R_{ЭКВ УРЧ}}{R_{ЭКВ ВЦ}}}. \quad (4.23)$$

Абсолютные величины  $|k_{уст} - 1|$  и  $|\dot{Y}_{120}|$  позволяют в выражении (4.23) учесть случай как положительной, так и отрицательной обратной связи.

Активность усилительного элемента определяется отношением моду- лей проводимости прямого действия (крутизны) и проходной проводимости  $|\dot{Y}_{210}| / |\dot{Y}_{120}|$ .

Для ПТ проводимость прямого действия  $|\dot{Y}_{210}| = S$  слабо зависит от ча- стоты. Что же касается проходной проводимости  $|\dot{Y}_{120}|$ , то эта величина имеет емкостной характер и на высоких частотах  $|\dot{Y}_{120}| = \omega_0 C_{12}$ .

При идентичности контуров ВЦ и УРЧ  $R_{ЭКВ ВЦ} = R_{ЭКВ УРЧ}$  и коэффициен- тов включения  $n_{ВЦ} = n_{УРЧ}$  устойчивый коэффициент

$$K_{0уст} = \sqrt{2|k_{уст} - 1| \frac{S}{\omega_0 C_{12}}} \quad (4.24)$$

будет уменьшаться с увеличением рабочей частоты. Следовательно, *проверить усилитель на устойчивость следует на верхней граничной частоте диапазона*. Предпочтение для УРЧ следует отдавать АЭ с наибольшим соотношением  $S/C_{12}$ .

Обычно при расчетах УРЧ приемника полагают  $k_{УСТ} = 0,9$  для положительной и  $k_{УСТ} = 1,1$  для отрицательной обратной связи. Тогда выражение (4.24) преобразуется к виду

$$K_{0УСТ} = 0,45 \sqrt{S/(\omega_0 C_{12})}. \quad (4.25)$$

Из проанализированного выше следует, что *внутренняя обратная связь в усилительном элементе приводит к деформации резонансной характеристики. Возможно даже возбуждение из-за отрицательной проводимости  $G_{ВХ ОС}$ . Искажения АЧХ преселектора будут более значительными в случае построения УРЧ на биполярных транзисторах.*

#### 4.6 Способы повышения устойчивости усилителей радиочастоты

Известны пассивные и активные способы повышения устойчивости УРЧ.

**Пассивные способы** сводятся к уменьшению фактического коэффициента усиления, чтобы выполнялось неравенство

$$K_0 \leq K_{0УСТ}. \quad (4.26)$$

Наиболее рациональным является снижение  $K_0$  за счет ослабления связи  $m_{УРЧ}$  контура с усилительным элементом (см. рис. 4.7, а).

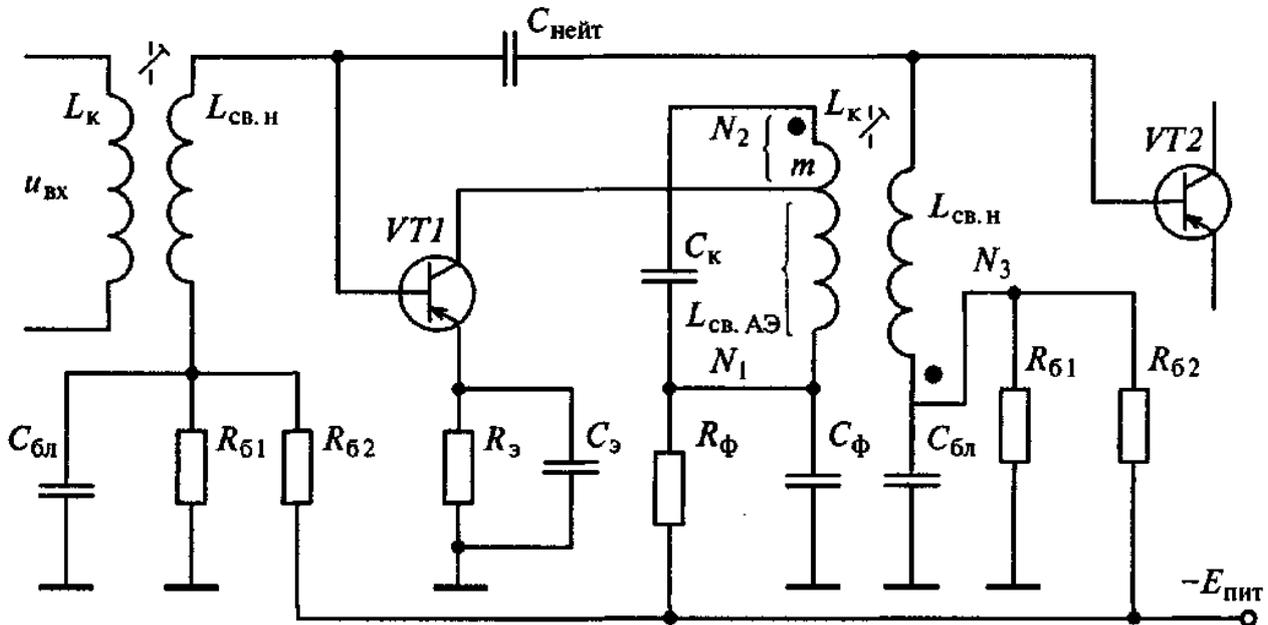
Уменьшение резонансного коэффициента  $K_0$  путем изменения  $n_{УРЧ}$  не имеет смысла, так как одновременно уменьшается и величина  $K_{0УСТ}$ . Коэффициент включения  $n = n_{УРЧ}$  определяется из условия получения требуемого затухания (расширения полосы пропускания):  $d_{ЭКВ} = m^2 \rho_K G_{22} + d_K + n^2 \rho_K G_H$ .

**Активные способы** повышения устойчивости позволяют увеличить  $K_{0УСТ}$  и тем самым реализовать потенциальные возможности прибора.

Поскольку опасность самовозбуждения УРЧ связана с наличием проходной проводимости  $\dot{Y}_{12}$  усилительного прибора, то ее в узком частотном диапазоне можно нейтрализовать с помощью внешних цепей, а фазоинвертирующие свойства транзисторов упрощают задачу составления схемы нейтрализации.

На рис. 4.9 приведена схема нейтрализации внутренней ОС транзистора. В схеме переменное напряжение между базой транзистора VT2 и землей сдвинуто по фазе на  $180^\circ$  по отношению к переменному напряжению на коллекторе VT1 (обратите внимание на точки, которыми отмечены начало и конец различных обмоток трансформатора). Для нейтрализации внутренней ОС

через емкость  $C_{БК}$  между коллектором и базой транзистора  $VT1$  включается конденсатор  $C_{НЕЙТ}$  емкость которого  $C_{НЕЙТ} = (N_1/N_2)C_{БК}$  определяется числом витков трансформатора  $N_1$ ,  $N_2$  и  $N_3$ .



**Рисунок 4.10.** Схема нейтрализации внутренней ОС транзистора

В приемниках высокой чувствительности в первом каскаде УРЧ применяют нейтрализацию проходной емкости  $C_{12}$  по мостовой схеме [2-4, 7].

Наиболее эффективный способ повышения устойчивости - применение многотранзисторных АЭ. Проходная проводимость таких схем существенно меньше, а крутизна не меньше, чем у одностранзисторного элемента.

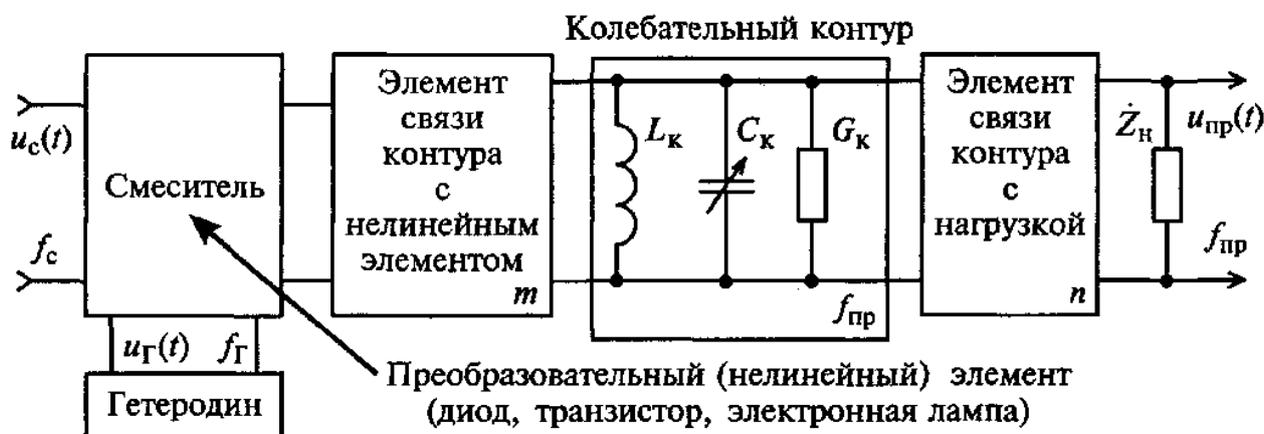
Если взять два одностранзисторных резонансных каскада, то их общее устойчивое усиление будет всегда меньше устойчивого усиления каскадной (каскадной) схемы [1-4].

## 5 ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ЧАСТОТЫ

### 5.1 Структура преобразователей частоты

*Преобразователем частоты* называют устройство, осуществляющее перенос спектра сигнала с частоты настройки приемника на промежуточную частоту. Преобразователь должен содержать нелинейный элемент, вспомогательный генератор, называемый гетеродином, и полосовой фильтр, настроенный на промежуточную частоту (рис 5.1). Основное требование, предъявляемое к преобразователю частоты, состоит в том, чтобы перенос спектра сигнала осуществлялся без искажений.

При расчете внутренних и внешних параметров преобразователей частоты используется принцип квазилинейного приближения, где *нелинейный элемент (НЭ) рассматривается как безынерционная цепь*.



**Рисунок 5.1. Структурная схема преобразователя частоты**

Нелинейный элемент, преобразующий колебания сигнала с помощью гетеродина, называют смесителем. В состав преобразователя частоты входит также ЧИС, необходимая для выделения полезного продукта преобразования.

В общем случае преобразование частоты можно рассматривать как результат перемножения сигнала

$$u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t + \Phi_c) = U_c \cos(2\pi f_c t + \Phi_c) \quad \text{и гетеродина}$$

$$u_\Gamma(t) = U_\Gamma \cos(\omega_\Gamma t + \Phi_\Gamma) = U_\Gamma \cos(2\pi f_\Gamma t + \Phi_\Gamma)$$

и коэффициента передачи преобразования  $K_{\text{ПР}}$ . Очевидно, что выходное напряжение в результате преобразования будет иметь частотную компоненту

$$K_{\text{ПР}} U_c U_\Gamma \cos[2\pi(f_c + f_\Gamma)t + \Phi_c + \Phi_\Gamma]$$

с суммарной частотой  $f_c + f_\Gamma$  и частотные компоненты

$$K_{\text{ПР}} U_c U_\Gamma \cos[2\pi(f_c - f_\Gamma)t + \Phi_c - \Phi_\Gamma] \quad \text{при } f_c > f_\Gamma;$$

$$K_{\text{ПР}} U_c U_\Gamma \cos[2\pi(f_\Gamma - f_c)t + \Phi_\Gamma + \Phi_c] \quad \text{при } f_\Gamma > f_c$$

с разностной частотой  $f_{\text{ПР}} = |f_c - f_\Gamma|$ . В случае если  $f_\Gamma > f_c$ , говорят о верхней, а при  $f_\Gamma < f_c$  - о нижней настройке гетеродина.

Если на выход смесителя включить ЧИС (колебательный контур), то можно выделить частотную компоненту  $u_{\text{ПР}}(t) = U_{\text{ПР}} \cos(2\pi f_{\text{ПР}} t + \Phi_{\text{ПР}})$  с промежуточной или преобразованной частотой  $f_{\text{ПР}} = |f_c - f_\Gamma|$ .

Приведенные соотношения показывают, что при постоянных амплитуде, частоте и фазе колебаний гетеродина  $u_\Gamma(t)$  амплитуда частота и фаза преобразованного напряжения  $u_{\text{ПР}}(t)$  имеют тот же закон изменения, что и полезный сигнал  $u_c(t)$ . Это свидетельствует о том, что при преобразовании модулированных сигналов вид и параметры модуляции не нарушаются, т.е.

происходит неискаженный перенос спектра принимаемого сигнала на промежуточную частоту.

По характеру проводимости нелинейного элемента различают *преобразователи с активной и реактивной проводимостью*.

В преобразователе с активной проводимостью ПЧ выполняется на транзисторах и смесительных диодах. Напряжение гетеродина изменяется преимущественно в области прямого тока диода. В этом случае главную роль играет нелинейная проводимость диода, поэтому такой преобразователь называется *резистивным диодным преобразователем*.

При выполнении ПЧ на специальных параметрических диодах получают параметрические усилители - преобразователи, напряжение гетеродина в которых изменяется преимущественно в области обратных токов диода (за счет напряжения смещения), а переменным параметром является емкость обратного смещения  $p - n$ -перехода диода. Такой преобразователь называется *емкостным преобразователем*.

Если нелинейный элемент одновременно выполняет функции источника напряжения гетеродина и смесителя, то такая схема называется *преобразователем частоты с совмещенным гетеродином* или *автодинным преобразователем*. Так как оптимальные режимы работы активного элемента для генерирования и преобразования частоты неодинаковы, то *лучшими характеристиками обладают преобразователи с отдельным гетеродином*.

## 5.2 Параметры и типы преобразователей частоты

В преобразователях частоты различают внешние и внутренние параметры. К внешним параметрам относятся:

коэффициент передачи преобразователя частоты  $K_{ПЧ} = \dot{U}_{ПЧ} / \dot{U}_C$ ;

входная  $\dot{Y}_{ВХ} = \dot{I}_C / \dot{U}_C$  и выходная  $\dot{Y}_{ВЫХ} = \dot{I}_{ПЧ} / \dot{U}_{ПЧ}$  проводимости;

коэффициент шума  $Ш_{ПЧ}$ .

Частотной характеристикой преобразователя частоты называется зависимость его выходного напряжения (или коэффициента передачи) от частоты подаваемого на вход сигнала при постоянном значении частоты гетеродина.

Коэффициенты матрицы проводимости нелинейного элемента в режиме преобразования относят к внутренним параметрам преобразователя частоты.

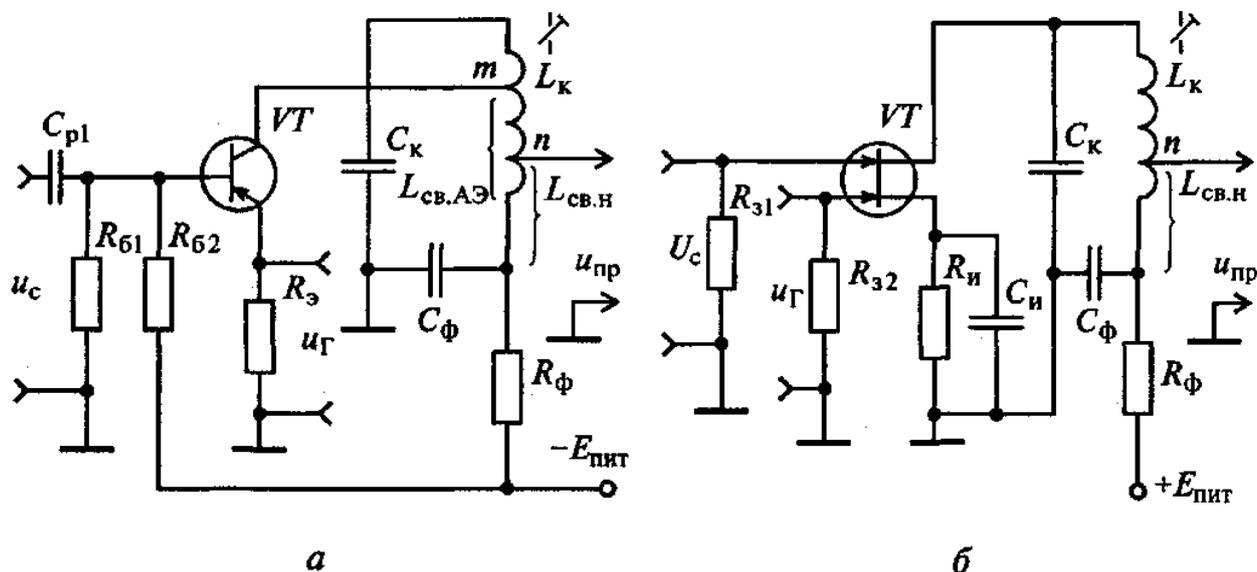
В зависимости от типа нелинейного элемента различают преобразователи *на взаимных и невзаимных активных элементах*.

*Преобразователи на взаимных нелинейных элементах* - это главным образом диодные ПЧ. Отличительной особенностью таких преобразователей является идентичность коэффициентов преобразования в прямом и обратном направлениях.

*К преобразователям на невзаимных активных элементах* относят ламповые и транзисторные преобразователи, у которых реакция выходного пре-

образованного напряжения на входной сигнал полностью или частично исключена.

Схемы преобразователя частоты на биполярном (*а*) и полевом (*б*) транзисторах показаны на рис. 5.2. Схема ПЧ на БТ практически не отличается от



**Рисунок 5.2. Схемы преобразователя частоты на биполярном (*а*) и полевом (*б*) транзисторах**

УРЧ. Напряжение гетеродина подается в цепь эмиттера, а выходной контур  $L_k C_k$  настраивается на промежуточную частоту.

На рис. 5.2, *б* приведена схема ПЧ на ПТ с двумя затворами. Сигнал и напряжение гетеродина подаются на разные затворы, чем достигается слабое взаимное влияние цепей преселектора и гетеродина. Амплитуда напряжения гетеродина не должна превышать напряжения смещения (обычно 1,5 ... 2 В). Достоинством данного смесителя на ПТ является то, что его ВАХ описывается квадратичным законом.

Напряжение гетеродина для смесителей на БТ обычно выбирается в пределах 100... 200 мВ. Напряжение менее 50 мВ можно подавать только в схемах с отдельным гетеродином при необходимости получения очень малых значений амплитуд комбинационных составляющих.

В диапазоне СВЧ применяются главным образом диодные преобразователи частоты. Нелинейный элемент в схеме диодного преобразователя частоты размещается между фильтрами верхних и нижних частот, что обеспечивает развязку сигнальной цепи и цепи преобразования частоты. Напряжение гетеродина вводится в сигнальную цепь через элемент связи, в качестве которого может быть использован направленный ответвитель или фильтр [1-4].

### 5.3 Выбор активного элемента для преобразователя частоты

Транзисторные ПЧ применяются в основном в диапазоне умеренно высоких частот. Нелинейный элемент такого смесителя является невзаимным или обладающим слабой взаимностью.

Диодные ПЧ применяются преимущественно в диапазоне СВЧ, что объясняется малым уровнем собственных шумов, малыми внутренними паразитными реактивностями, малогабаритностью и экономичностью работы.

В диодных преобразователях наблюдается *эффект обратного преобразования частоты*. Напряжение промежуточной частоты при этом вызывает напряжение с частотой сигнала  $f_c = f_r - f_{\text{ПР}}$ . Кроме того, в диодном преобразователе возникает *эффект вторичного преобразования*, проявляющийся в том, что на входе преобразователя возникает напряжение на частоте  $f_{\text{ЗК}} = f_r + f_{\text{ПР}}$ .

В качестве нелинейного элемента в диодных ПЧ могут быть использованы точечные, туннельные, обращенные диоды и диоды с эффектом Шотки. Преобразователи на диодах с эффектом Шотки отличаются высокой надежностью работы, низкой относительной шумовой температурой, хорошей повторяемостью параметров при массовом производстве, что и обеспечивает их широкое применение в современной радиоэлектронной аппаратуре [1-4].

В качестве активных элементов в ПЧ могут использоваться либо полупроводниковые ИМС, все элементы и межэлементные соединения которых выполнены в объеме и на поверхности полупроводника, либо гибридные ИМС, содержащие кроме элементов полупроводника реальные дискретные компоненты (конденсаторы, резисторы и др.) Основные характеристики ПЧ на полупроводниковых и гибридных микросхемах приведены в [2, 3, 10, 11].

### 5.4 Основы теории преобразования частоты

При преобразовании частоты слабых сигналов ( $U_c \ll U_r$ ) широкое распространение получил параметрический метод квазилинейного приближения, при котором результирующий ток в нагрузке нелинейного элемента состоит из суммы отдельных его составляющих, обусловленных действием входного сигнала на нелинейном элементе с периодически меняющейся проводимостью. При этом периодически меняющаяся проводимость НЭ под действием напряжения гетеродина не является гармонической и, в свою очередь, представляется в виде ряда гармонических составляющих частоты гетеродина.

*Этот метод позволяет заменить ПЧ линейной эквивалентной схемой.*

Рассмотрим спектр короткозамкнутого нелинейного элемента, обладающего активной безынерционной проводимостью, если к нему приложено изменяющееся во времени напряжение гетеродина

$$u_r(t) = U_r \cos(\omega_r t + \Phi_r) = U_r \cos(2\pi f_r t + \Phi_r) \text{ и напряжение сигнала}$$

$$u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t + \Phi_c) = U_c \cos(2\pi f_c t + \Phi_c) \text{ при условии } U_c \ll U_r.$$

Если ВАХ нелинейного элемента задана в виде функции  $i_{HЭ} = f(u)$ , то ток через элемент может быть представлен рядом Тейлора по степеням  $u_C$ :

$$i_{HЭ} = f(u) = f(u_C + u_G) = f(u_G) + \frac{f'(u_G)}{1!} u_C + \dots + \frac{f^{(j)}(u_G)}{j!} u_C^j + \dots$$

В связи с малой амплитудой сигнала  $U_C$  в ряде Тейлора можно ограничиться первыми двумя слагаемыми. Очевидно, что первое слагаемое не несет информации о сигнале. Таким образом, полезный ток через НЭ можно представить в виде

$$i_{HЭ}(t) = \left. \frac{df(u)}{du} \right|_{u=U_G(t)} u_C(t) = G(t) u_C(t). \quad (5.1)$$

Учитывая, что  $u_G(t) = U_G \cos(2\pi f_G t)$ , мгновенная проводимость (крутизна) ВАХ нелинейного элемента будет  $G(t) = f'(u)|_{u=U_G}$  периодической функцией времени. Временная зависимость мгновенной проводимости нелинейного элемента показана на рис. 5.3.

Разложим функцию  $G(t)$  с периодом  $T_G = 2\pi/\omega_G = 1/f_G$  ряд Фурье:

$$G(t) = G_0 + 2 \sum_{i \geq 1}^n G_i \cos(i \omega_G t), \quad (5.2)$$

где

$$G_i = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} G(t) \cos(i \omega_G t) d(\omega_G t), \quad i = 0, 1, 2, \dots \quad (5.3)$$

Найдем из (5.1) спектральные составляющие тока через нелинейный элемент, ограничившись первыми тремя слагаемыми ряда (5.2):

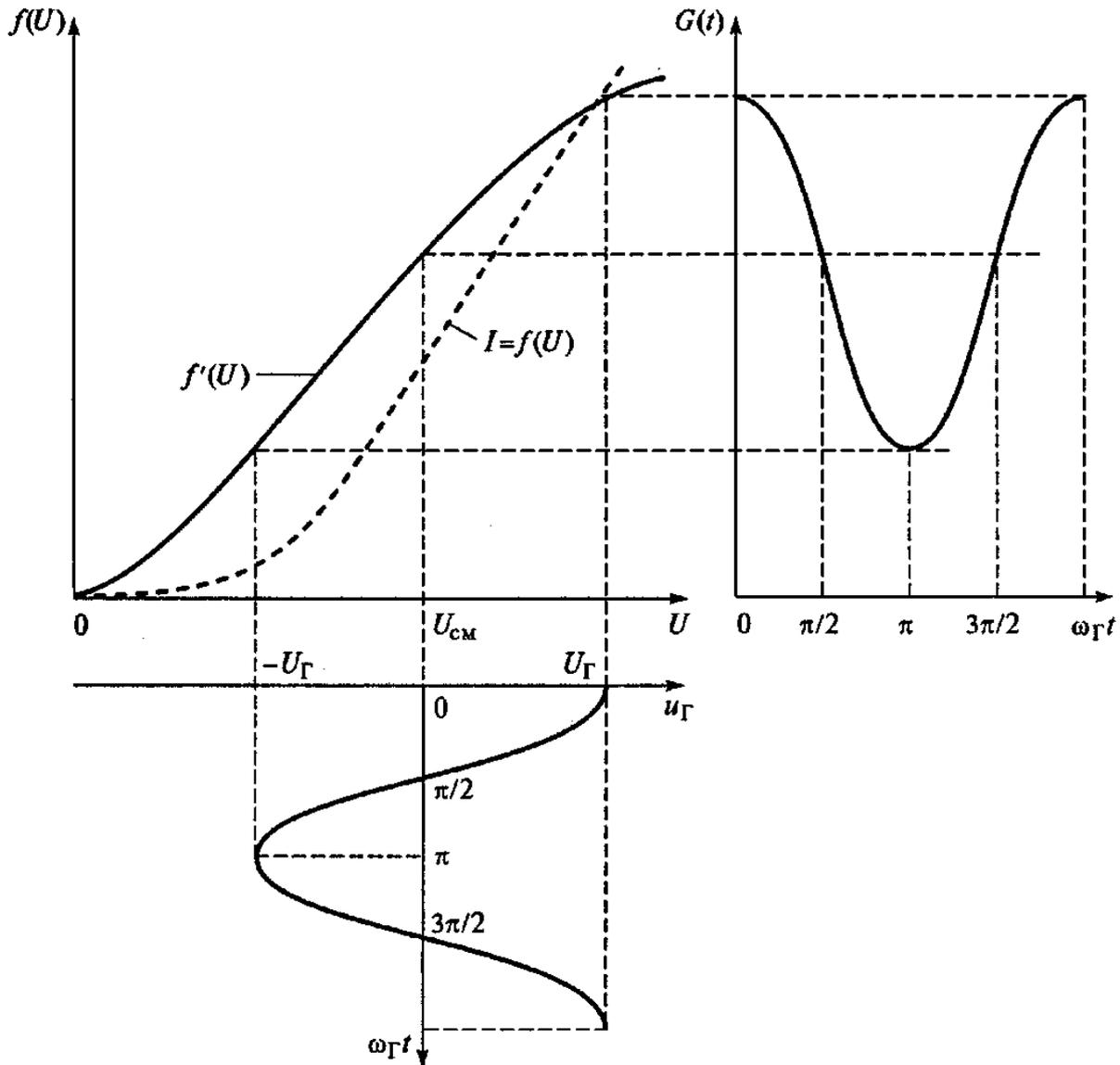
$$\begin{aligned} i_{HЭ}(t) &= [G_0 + 2G_1 \cos(\omega_G t) + 2G_2 \cos(2\omega_G t)] U_C \cos(\omega_C t) = \\ &= G_0 U_C \cos(\omega_C t) + G_1 U_C \cos[(\omega_G - \omega_C)t] + G_1 U_C \cos[(\omega_G + \omega_C)t] + \\ &+ G_2 U_C \cos[(2\omega_G - \omega_C)t] + G_2 U_C \cos[(2\omega_G + \omega_C)t]. \end{aligned}$$

Видно, что спектральные составляющие тока короткозамкнутого диода представляют собой суммарные и разностные компоненты гармоник частот гетеродина и сигнала.

Если спектральную составляющую  $\omega_{ПР} = \omega_G - \omega_C$  взять за полезную промежуточную частоту и ввести обозначение  $2\omega_G - \omega_C = \omega_G + \omega_{ПР} = \omega_{ЗК}$ , то для трех компонент, существенно влияющих на параметры преобразователя, будем иметь следующее:

$$\begin{cases} I_C = G_0 U_C \text{ на частоте } \omega_C; \\ I_{ПР} = G_1 U_C \text{ на частоте } \omega_{ПР}; \\ I_{ЗК} = G_2 U_C \text{ на частоте } \omega_{ЗК}. \end{cases}$$

В том случае, когда каждая спектральная составляющая будет иметь соответствующую нагрузку, падающее на ней напряжение будет воздействовать на ток исходного сигнала. Так как коэффициент преобразования сравнительно мал, то всегда выполняются условия  $U_C \ll U_\Gamma$ ;  $U_{\text{ПР}} \ll U_\Gamma$ ;  $U_{\text{ЗК}} \ll U_\Gamma$ .



**Рисунок 5.3. Временная зависимость мгновенной проводимости нелинейного элемента**

Считая принимаемый сигнал достаточно слабым, представим ток, протекающий через нелинейный элемент  $i_{\text{НЭ}} = f(u_\Gamma, u_C, u_{\text{ПР}}, u_{\text{ЗК}})$ , в виде ряда Тейлора, ограничившись членами разложения с величинами  $u_C, u_{\text{ПР}}, u_{\text{ЗК}}$  в первой степени:

$$i_{\text{НЭ}} = f(u_\Gamma) + u_C \left. \frac{df(u)}{du_C} \right|_{u=u_\Gamma} + u_{\text{ПР}} \left. \frac{df(u)}{du_{\text{ПР}}} \right|_{u=u_\Gamma} + u_{\text{ЗК}} \left. \frac{df(u)}{du_{\text{ЗК}}} \right|_{u=u_\Gamma}. \quad (5.4)$$

Первое слагаемое в (5.4) представляет собой составляющие тока нелинейного элемента

$$i_{\Gamma}(t) = f(u_{\Gamma}) = \sum_{i \geq 0} I_{\Gamma i} \cos(i\omega_{\Gamma}t), \quad (5.5)$$

обусловленные действием гетеродина при  $U_C = 0$ ,  $U_{\text{ПР}} = 0$ ;  $U_{3К} = 0$ .

Второе слагаемое в (5.4) является приращением входного тока, которое вызвано действием напряжения сигнала. Это приращение в каждый момент времени равно произведению значения проводимости прямого действия на мгновенное значение входного сигнала. Проводимость прямого действия при  $U_{\text{ПР}} = 0$ ;  $U_{3К} = 0$

$$g_C(t) = \left. \frac{df(u)}{du_C} \right|_{U=U_{\Gamma}} = \sum_{i \geq 0}^n G_{C i} \cos(i\omega_{\Gamma}t). \quad (5.6)$$

Спектральные составляющие, определяемые формулой (5.6), были рассмотрены ранее.

Третье слагаемое в (5.4) является приращением выходного тока ПЧ, которое вызвано напряжением промежуточной частоты  $\omega_{\Gamma} - \omega_C$  или  $\omega_C - \omega_{\Gamma}$ . Приращение

$$g_{\text{ПР}}(t) = \left. \frac{df(u)}{du_{\text{ПР}}} \right|_{U=U_{\Gamma}} = \sum_{i \geq 0}^n G_{\text{ПР} i} \cos(i\omega_{\Gamma}t) \quad (5.7)$$

в каждый момент времени равно произведению значения проводимости обратного действия на мгновенное значение напряжения промежуточной частоты. При этом подразумевается, что  $U_3 = U_{3К} = 0$ .

Четвертое слагаемое в (5.4) является приращением выходного тока ПЧ, которое вызвано действием напряжения зеркальной частоты. Это приращение

$$g_{3К}(t) = \left. \frac{df(u)}{du_{3К}} \right|_{U=U_{\Gamma}} = \sum_{i \geq 0}^n G_{3К i} \cos(i\omega_{\Gamma}t) \quad (5.8)$$

в каждый момент времени равно произведению значения проводимости обратного действия на мгновенное значение напряжения зеркальной частоты. При этом подразумевается, что  $U_C = U_{\text{ПР}} = 0$ .

Ограничиваясь тремя слагаемыми рядов Фурье для  $g_C(t)$ ,  $g_{\text{ПР}}(t)$  и  $g_{3К}(t)$ , полагая  $u_{\text{ПР}}(t) = U_{\text{ПР}} \cos(\omega_{\text{ПР}}t)$  и  $u_{3К}(t) = U_{3К} \cos(\omega_{3К}t)$ , можно получить выражение для полного тока, протекающего через НЭ, компоненты которого на частоте сигнала, промежуточной частоте и частоте зеркального канала имеют конечные нагрузки [1-4]. Анализ полученного в [1-4] выражения для полного тока позволяет выделить амплитуды составляющих тока, протекающего через НЭ на частоте сигнала  $\omega_C$ , промежуточной частоте  $\omega_{\text{ПР}}$  и частоте зеркального канала  $\omega_{3К}$ :

$$\begin{cases} I_C = G_{0C}U_C + G_{1PP}U_{PP} + G_{23K}U_{3K} & \text{на частоте } \omega_C; \\ I_{PP} = G_{1C}U_C + G_{0PP}U_{PP} + G_{13K}U_{3K} & \text{на частоте } \omega_{PP}; \\ I_{3K} = G_{2C}U_C + G_{1PP}U_{PP} + G_{03K}U_{3K} & \text{на частоте } \omega_{3K}. \end{cases} \quad (5.9)$$

Учитывая, что в общем случае проводимости являются комплексными величинами, система уравнений (5.9) может быть представлена в матричной форме:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_C \\ \dot{I}_{PP} \\ \dot{I}_{3K} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{Y}_{11} & \dot{Y}_{12} & \dot{Y}_{13} \\ \dot{Y}_{21} & \dot{Y}_{22} & \dot{Y}_{23} \\ \dot{Y}_{31} & \dot{Y}_{32} & \dot{Y}_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \dot{U}_C \\ \dot{U}_{PP} \\ \dot{U}_{3K} \end{bmatrix}. \quad (5.10)$$

Коэффициенты матрицы проводимости нелинейного элемента называют *внутренними параметрами преобразователя*.

### 5.5 Транзисторные преобразователи частоты

Транзистор относят к невзаимным НЭ, у которых существует полная развязка входных и выходных цепей. Это позволяет в формулах (5.9) и (5.10) принять  $U_{3K} = 0$ . Тогда система уравнений (5.9) может быть представлена в следующем виде:

$$\begin{cases} \dot{I}_C = \dot{Y}_{11PP}\dot{U}_C + \dot{Y}_{12PP}\dot{U}_{PP} & \text{на частоте } \omega_C; \\ \dot{I}_{PP} = \dot{Y}_{21PP}\dot{U}_C + \dot{Y}_{22PP}\dot{U}_{PP} & \text{на частоте } \omega_{PP}, \end{cases} \quad (5.11)$$

где  $\dot{Y}_{11PP} = \left. \frac{\dot{I}_C}{\dot{U}_C} \right|_{\dot{U}_{PP}=0}$  - внутренняя входная проводимость преобразователя при

короткозамкнутым выходе;

$\dot{Y}_{12PP} = \left. \frac{\dot{I}_C}{\dot{U}_{PP}} \right|_{\dot{U}_C=0}$  - проводимость обратного преобразования при корот-

козамкнутым входе;

$\dot{Y}_{21PP} = \left. \frac{\dot{I}_{PP}}{\dot{U}_C} \right|_{\dot{U}_{PP}=0}$  - крутизна преобразования или внутренняя проводи-

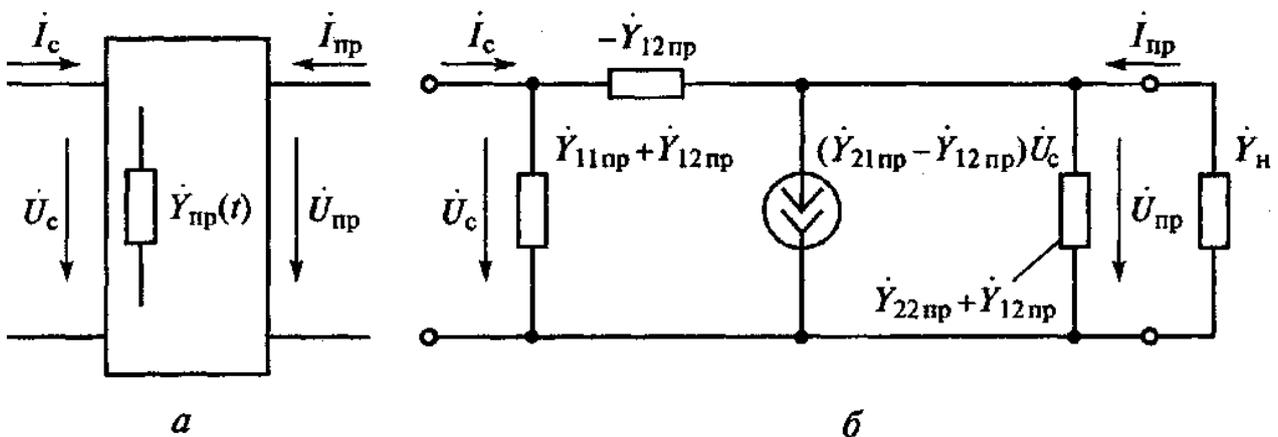
мость прямого преобразования при короткозамкнутым выходе;

$\dot{Y}_{22PP} = \left. \frac{\dot{I}_{PP}}{\dot{U}_{PP}} \right|_{\dot{U}_C=0}$  - внутренняя выходная проводимость преобразователя

при короткозамкнутым входе.

Индекс “ПР” при  $Y$ -параметрах указывает, что работа нелинейного элемента соответствует режиму преобразования в отличие от режима усиления. При этом первое уравнение в (5.11) называют *уравнением обратного преобразования*, а второе - *уравнением прямого преобразования*.

Таким образом, при инерционном характере проводимости транзистора внутренние параметры смесителя являются комплексными величинами, а транзистор совместно с гетеродином можно представить в виде квазилинейного четырехполюсника. Схема представления транзистора в виде квазилинейного четырехполюсника и его формальная схема замещения показаны на рис. 5.4. Для квазилинейного четырехполюсника формальная схема замеще-



**Рисунок 5.4.** Схема представления транзистора в виде квазилинейного четырехполюсника (а) и его формальная схема замещения (б)

ния транзистора идентична схеме транзистора, работающего в режиме усиления. Отличие состоит в том, что  $Y$ -параметры определяются в режиме преобразования.

Приняв в формуле (5.11)  $\dot{I}_{пр} = -\dot{Y}_н \dot{U}_{пр}$ , определяем в общем виде следующие внешние параметры преобразователя частоты при проводимости источника сигнала  $\dot{Y}_{ист}$ :

$$\text{коэффициент передачи (усиления)} \quad \dot{K}_{пр} = \frac{\dot{U}_{пр}}{\dot{U}_c} = \frac{\dot{Y}_{21пр}}{\dot{Y}_{22пр} + \dot{Y}_н};$$

$$\text{входная проводимость} \quad \dot{Y}_{вх} = \frac{\dot{I}_c}{\dot{U}_c} = \dot{Y}_{11пр} - \frac{\dot{Y}_{12пр} \dot{Y}_{пр}}{\dot{Y}_{22пр} + \dot{Y}_н};$$

$$\text{выходная проводимость} \quad \dot{Y}_{вых} = \frac{\dot{I}_{пр}}{\dot{U}_{пр}} = \dot{Y}_{22пр} - \frac{\dot{Y}_{12пр} \dot{Y}_{21пр}}{\dot{Y}_{11пр} + \dot{Y}_{ист}}.$$

Поскольку транзистор является элементом со слабой взаимностью, то в отдельных случаях значением внутренней обратной проводимости пренебрегают. При этом формальная схема замещения ПЧ приобретает вид, показан-

ный на рис. 5.5 и описываемый системой уравнений

$$\dot{I}_C = \dot{Y}_{11\text{ПР}} \dot{U}_C; \quad \dot{I}_{\text{ПР}} = \dot{Y}_{21\text{ПР}} \dot{U}_C + \dot{Y}_{22\text{ПР}} \dot{U}_{\text{ПР}}.$$

Входная и выходная проводимости ПЧ на транзисторе без учета проводимости обратной связи могут быть рассчитаны по формулам

$$\dot{Y}_{\text{ВХ}} = \dot{Y}_{11\text{ПР}} \text{ и } \dot{Y}_{\text{ВЫХ}} = \dot{Y}_{22\text{ПР}}.$$

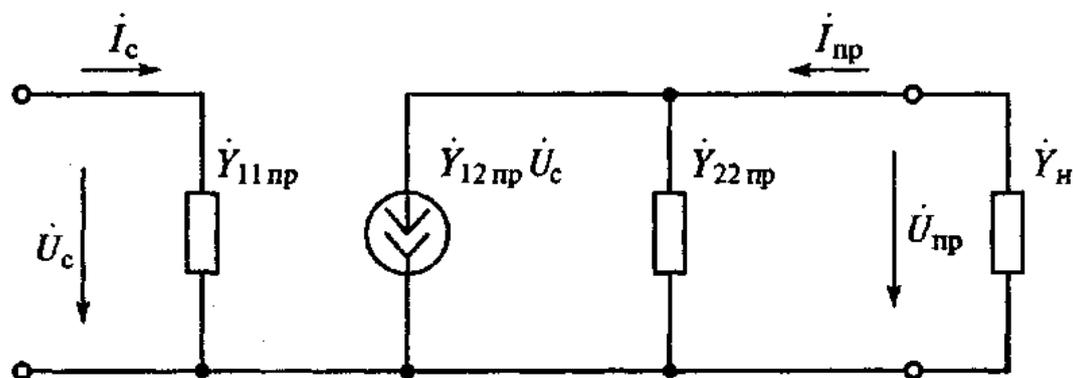


Рисунок 5.5. Формальная схема замещения ПЧ

Преобразователь не проверяется на устойчивость по усилению, так как его коэффициент усиления не зависит от обратной внутренней проводимости НЭ.

На рис. 5.6 изображена принципиальная схема ПЧ на полевом транзисторе с изолированным затвором. В данной схеме напряжение гетеродина подается в цепь истока, что увеличивает развязку гетеродина с источником сигнала. Контур  $L_{К1} C1 C_{П}$  является сигнальным. Это может быть контур ВЦ или контур нагрузки УРЧ. Контур  $L_K C_K$  является нагрузкой для смесителя и настраивается на промежуточную частоту. В качестве нагрузочного контура часто используется фильтр сосредоточенной селекции (ФСС). Нормальная работа ПЧ на полевом транзисторе обеспечивается при напряжении гетеродина порядка 1,5 ... 2 В.

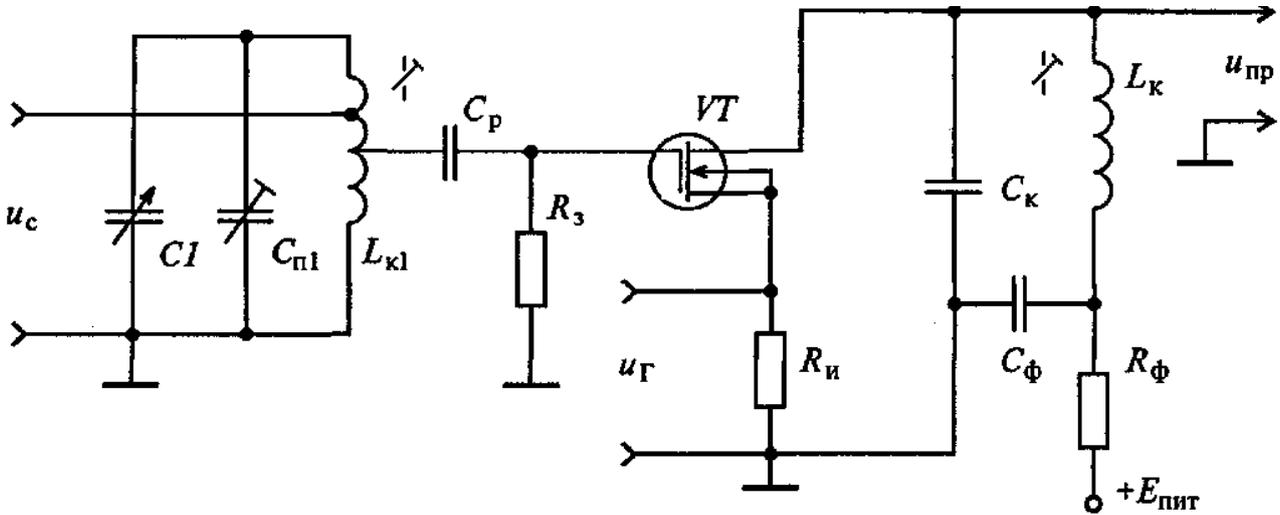
Внутренние параметры транзисторных ПЧ могут быть найдены аналитически как соответствующие коэффициенты рядов Фурье, определяемых выражением (5.4).

Часто пользуются приближенными эмпирическими соотношениями между параметрами преобразователя частоты и параметрами биполярного транзистора, работающего по схеме с ОЭ в усилительном режиме:

$$G_{11\text{ПР}} = (0,5 \dots 0,8) G_{11\text{Э}}; \quad |\dot{Y}_{12\text{ПР}}| = (0,2 \dots 0,3) |\dot{Y}_{12\text{Э}}|;$$

$$|\dot{Y}_{21\text{ПР}}| = (0,4 \dots 0,8) |\dot{Y}_{21\text{Э}}|; \quad G_{22\text{ПР}} = (0,5 \dots 0,8) G_{22\text{Э}}.$$

Для полевых транзисторов справедливо равенство  $\dot{Y}_{11\text{ ПП}} = \dot{Y}_{12\text{ ПП}} = 0$ . Это означает отсутствие обратного преобразования и высокое входное сопротивление.



**Рисунок 5.6. Принципиальная схема ПЧ на полевом транзисторе с изолированным затвором**

Входные и выходные емкости в преобразовательном режиме почти не изменяются по сравнению с их значениями в усилительном режиме.

Из теории преобразования известно, что *крутизна преобразования нелинейного элемента может быть определена количественно как половина амплитуды первой гармоники периодически изменяющейся крутизны*. Следовательно, при известной максимальной крутизне  $S_{\text{МАКС}}$  нелинейного элемента в режиме усиления и оптимальном напряжении гетеродина амплитуда первой гармоники будет  $S_{\text{МАКС}}/2$ , а крутизна преобразования  $|\dot{Y}_{21\text{ ПП}}| = S_{\text{ПП}} = S_{\text{МАКС}}/4$ .

Таким образом, если внутренние  $Y$ -параметры транзистора в режиме преобразования определены, то внешние параметры ПЧ могут быть рассчитаны по формулам для резонансных усилителей.

С учетом соотношения  $\dot{Y}_{22\text{ ПП}} + \dot{Y}_H = \dot{Y}_{\text{ЭКВ}} = 1/(\rho_K Q_{\text{ЭКВ}})$  при настройке выходного контура на промежуточную частоту с коэффициентами автотрансформаторной связи со смесителем  $m$  и нагрузкой  $n$  получим

$$K_0 = mn |\dot{Y}_{21\text{ ПП}}| / |\dot{Y}_{\text{ЭКВ}}| = mn |\dot{Y}_{21\text{ ПП}}| \rho_K Q_{\text{ЭКВ}} = mn S_{\text{ПП}} \rho_K Q_{\text{ЭКВ}}.$$

В случае нагрузки преобразователя в виде ФСС с коэффициентом передачи  $K_{\text{ФСС}}$ , характеристическим сопротивлением  $\rho_{\text{ФСС}}$  и коэффициентами связи фильтра со смесителем  $m$  и нагрузкой  $n$  коэффициент передачи ПЧ определяется по формуле

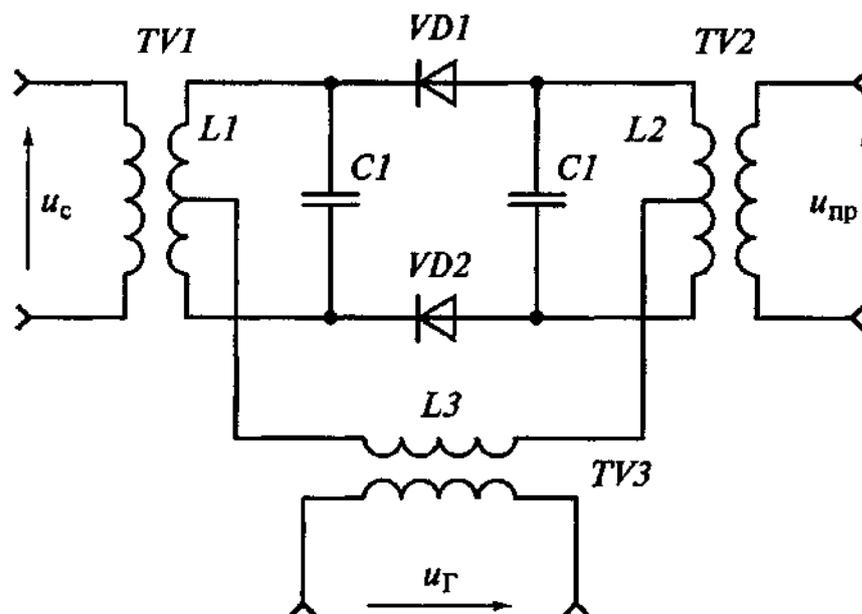
$$K_{\text{ПР0}} = mn |\dot{Y}_{21\text{ ПП}}| K_{\text{ФСС}} \rho_{\text{ФСС}} Q_{\text{ЭКВ}}.$$

Преобразователи частоты выполняют также на микросхемах [2, 10, 11]. Такие преобразователи чаще всего строятся на основе дифференциального каскада (ДК) с транзистором в общей эмиттерной цепи.

## 5.6 Балансные преобразователи частоты

Однотактным диодным ПЧ присущи существенные недостатки. Прежде всего необходимость хорошей развязки цепей сигнала и гетеродина требует достаточно слабой связи между ними, что обуславливает их неэкономичность по потребляемой мощности гетеродина. Кроме того, однотактные ПЧ преобразуют шумы гетеродина в полосу пропускания УПЧ, существенно снижая чувствительность приемника. От этих недостатков свободны балансные ПЧ, представляющие собой двухканальную схему с нелинейным элементом в каждом канале.

На рис. 5.7 показана принципиальная схема балансного ПЧ в диапазоне умеренно высоких частот. В балансном преобразователе сигнальный контур и контур промежуточной частоты включены последовательно с диодами  $VD1$  и  $VD2$ . Источник напряжения гетеродина подключен к средним точкам этих контуров.



**Рисунок 5.7. Принципиальная схема балансного ПЧ в диапазоне умеренно высоких частот**

Так как напряжение гетеродина подводится к диодам синфазно, а напряжение сигнала противофазно, то относительная разность фаз сигнала и гетеродина на каждом диоде и в любой момент времени равна  $180^\circ$ . Следовательно, токи промежуточной частоты будут противофазны, что и обеспечивает их суммирование в выходном трансформаторе  $TV2$ . Таким образом, любая балансная схема ПЧ включает в себя мостовую схему, обеспечивающую фазовый сдвиг напряжений сигнала на нелинейном элементе, равном  $180^\circ$ , и суммирующее устройство для напряжения промежуточной частоты.

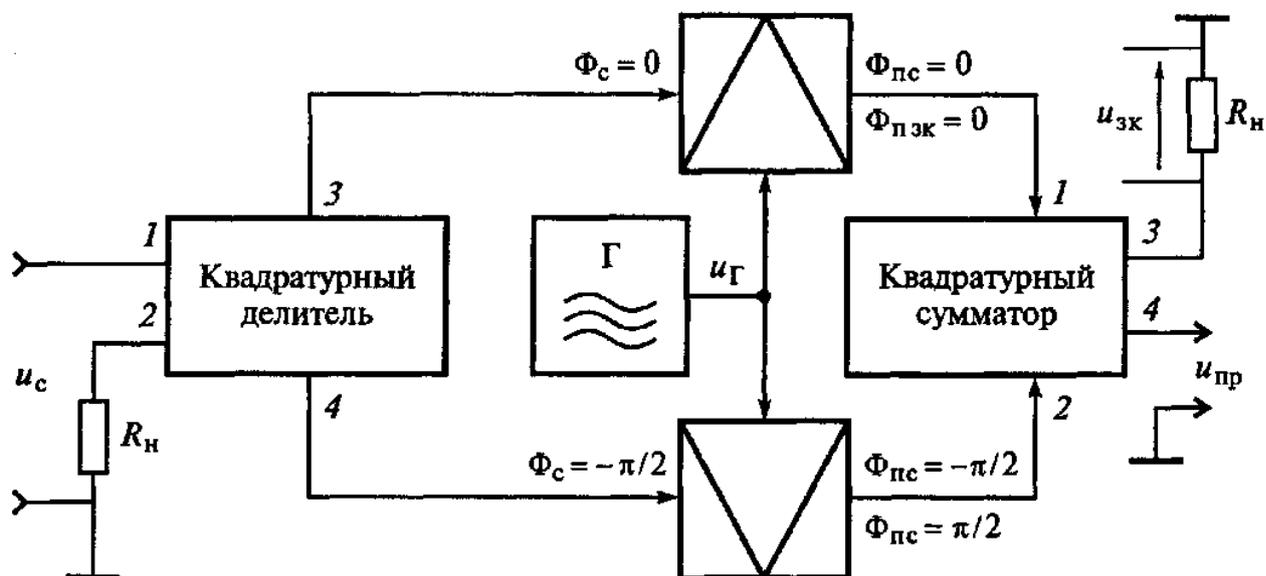
Каждый диод можно рассматривать как элемент, продукты преобразования которого через трансформатор  $TV2$  вносят свой вклад в нагрузку. При

указанном способе подачи напряжения гетеродина оно во встречноключенных обмотках трансформатора  $TV2$  компенсируется. В нагрузке не присутствуют составляющие с частотой гетеродина и его шумов. При этом полная компенсация напряжения гетеродина возможна лишь при абсолютно симметричных характеристиках диодов  $VD1$  и  $VD2$  и трансформаторов  $TV1$  и  $TV2$ . Напряжение сигнала возбуждает каждый диод противофазно, поэтому составляющие промежуточной частоты совпадают по фазе в обмотках выходного трансформатора  $TV2$  и выходное напряжение определяется их суммой. Заметим, что напряжение гетеродина отсутствует не только в нагрузке, но и в ВЦ. Это особенно важно для РПрУ без УРЧ, где велика опасность излучения частоты гетеродина антенной.

В диапазоне СВЧ для балансных ПЧ применяются квадратурные делители мощности [1, 2, 11].

### 5.7 Преобразователь частоты с фазовым подавлением зеркального канала

Перестраиваемые преселекторы, обеспечивающие избирательность по зеркальному каналу в достаточно широкой полосе частот, существенно ухудшают параметры преобразователей частоты. Во избежание этих недостатков применяются схемы, обеспечивающие *избирательность по зеркальному каналу без использования преселектора*.



**Рисунок 5.8. Структурная схема ПЧ с фазовым подавлением зеркального канала**

В системах с фазовым подавлением зеркального канала (рис. 5.8) используются два ПЧ, включаемых в соответствующие плечи мостового соединения. Фазовые сдвиги в каналах ПЧ оказываются при этом различными в зависимости от приема колебаний по основному или зеркальному каналам. Ис-

пользуя суммирующее устройство, чувствительное по промежуточной частоте к относительным фазовым сдвигам в каналах преобразования, можно существенно ослабить или даже полностью подавить прием по зеркальному каналу. Параметры подобных ПЧ существенно зависят от фазочастотных характеристик (ФЧХ) мостовых схем и фазосдвигающих цепей (ФСЦ).

Эффективность фазовых методов подавления зеркального канала зависит от идентичности коэффициента передачи в отдельных каналах и частотных свойств ФСЦ (квадратурных мостовых соединений). Практические конструкции ПЧ в диапазоне СВЧ обеспечивают подавление зеркального канала на 20 ... 30 дБ в относительной полосе 5...10%.

## 6 ГЕТЕРОДИНЫ И СИНТЕЗАТОРЫ ЧАСТОТЫ

### 6.1 Параметры и характеристики гетеродинов

*Гетеродины* радиоприемных устройств формируют вспомогательное гармоническое напряжение, необходимое для преобразования частоты.

Основными требованиями, предъявляемыми к гетеродину, являются: генерация необходимой частоты и перестройка ее в заданном диапазоне;

- высокая стабильность частоты колебаний генератора;
- обеспечение необходимой амплитуды выходного напряжения;
- постоянство амплитуды генерируемых колебаний;
- минимальный уровень высших гармоник в выходном напряжении.

Гетеродины могут представлять собой либо однокристалльные генераторы с самовозбуждением, либо более сложные генераторы, например на дифференциальных каскадах с различными схемами возбуждения. Широко распространены схемы гетеродинов с кварцевой стабилизацией частоты. Их достоинством является возможность получения стабильных колебаний при относительной схемной простоте генератора. Кварцевый генератор без дополнительных мер стабилизации частоты обеспечивает относительную нестабильность частоты порядка  $10^{-5}$  в диапазоне температур 10...30°C.

В высококачественных УПОС роль гетеродина играют синтезаторы частоты. Относительное изменение частоты опорного генератора синтезатора частоты при изменении температуры среды от 5 до 40 °C находится в пределах  $\pm 5 \cdot 10^{-8}$ .

### 6.2 Транзисторные гетеродины

Простейшие схемы гетеродинов представляют собой однокаскадные генераторы с самовозбуждением. В гетеродинах УПОС обычно используют с транзисторы (диоды), которые используют при построении генераторов (автогенераторов) [2].

Транзисторные генераторы выполняются с использованием трансформаторной, емкостной или индуктивной обратной связью [2, 3, 7].

Особое место в радиоприемной аппаратуре занимают кварцевые гетеродины с внешним подключением резонаторов. Электрический кварцевый резонатор (пьезокристалл) ведет себя как колебательный контур с высокой добротностью, в котором энергия электрического поля преобразуется в энергию механических колебаний. Температурный коэффициент изменения его резонансной частоты очень мал. Практически достижимые значения неустойчивости частоты кварцевого резонатора  $\Delta f / f_0$  лежат в пределах  $10^{-6}$  -

$10^{-10}$  (с применением устройств температурной стабилизации - термостатов).

Особенности построения кварцевых генераторов рассматриваются в рамках курса “Формирование и передача сигналов”, также в [2, 4, 7].

В профессиональных приемниках в качестве гетеродинов применяют синтезаторы частоты [1-4, 7]

### 6.3 Синтезаторы частоты

Синтезаторы частоты - устройства с кварцевой стабилизацией, создающие заданную сетку частот. *Цифровой синтезатор частоты* (ЦСЧ) преобразует цифровой код частоты  $Z_f$  в аналоговый двухуровневый или гармонический сигнал с частотой  $f_{\text{ВЫХ}} = f_{\text{НАЧ}} + Z_f \Delta F$ , где  $f_{\text{НАЧ}}$  - начальная (нижняя) частота синтезируемого диапазона;  $Z_f = 0, 1, 2, \dots, N-1$  - код (порядковый номер) частоты;  $\Delta F$  - шаг сетки частот.

На выходе ЦСЧ в каждый момент времени формируется одна из дискретного множества (сетки) частот. Широкое применение ЦСЧ нашли для построения высокостабильных гетеродинов с цифровым управлением частотой. Работа ЦСЧ характеризуется следующими параметрами.

1. Диапазон синтезируемых частот —  $f_{\text{НАЧ}} \dots f_{\text{В}}$ .
2. Шаг сетки частот —  $\Delta F$ .
3. Число синтезируемых частот —  $N = 1 + (f_{\text{В}} - f_{\text{НАЧ}}) / \Delta F$ .
4. Уровень подавления побочных спектральных составляющих - шумовых и дискретных —  $\sigma(\Delta f, \Delta F_{\text{ИЗМ}}) = 20 \lg [U_{\text{ПС}}(\Delta f, \Delta F_{\text{ИЗМ}}) / U_{\text{СЭФ}}]$ , где  $\Delta f$  — отстройка этой полосы от синтезируемой частоты;  $\Delta F_{\text{ИЗМ}}$  - ширина полосы частот, в которой производятся измерения;  $U_{\text{ПС}}(\Delta f, \Delta F_{\text{ИЗМ}})$  - среднеквадратическое значение побочных спектральных составляющих в полосе частот измерения;  $U_{\text{СЭФ}}$  — эффективное значение синтезируемого колебания.
5. Среднеквадратические величины паразитных отклонений частоты  $\Delta f_{\text{П}}(F_{\text{Н}}, F_{\text{В}})$  и фазы  $\Delta \Phi_{\text{П}}(F_{\text{Н}}, F_{\text{В}})$ .
6. Время перестройки частоты  $\tau_{\text{ПЧ}}$ .
7. Мощность генерируемого колебания.

Цифровые синтезаторы частоты содержат аналоговый генератор, управляемый напряжением (ГУН), и устройство формирования управляющего напряжения, выполненное как на аналоговых, так и на цифровых интегральных микросхемах.

Цифровые синтезаторы частоты подразделяются по принципу построения *прямого* (пассивного) и *косвенного* (активного) синтеза [1-4].

#### 6.4 Сопряжение настройки контуров преселектора и гетеродина

В супергетеродинном приемнике при любом положении ручки настройки частота гетеродина  $f_H$  должна отличаться от частоты настройки контуров входной цепи и усилителя радиочастоты  $f_C$  на постоянную величину, равную промежуточной частоте  $f_{ПР}$ . В случае перестройки контуров преселектора и гетеродина с помощью одинаковых варикапов или конденсаторов переменной емкости без дополнительных сопрягающих элементов получить заданную разность частот между резонансными частотами контуров удается только в одной точке диапазона.

На практике условие точного сопряжения контуров преселектора и гетеродина производят в одной точке поддиапазона при  $k_{ПД} < 1,1$  (например, на растянутых поддиапазонах КВ - приемников). При этом точное сопряжение проводится на средней частоте поддиапазона  $f_{C CP} = (f_{C МАКС} - f_{C МИН}) / 2$ .

При коэффициентах перекрытия поддиапазонов  $1,1 < k_{ПД} < 1,4$  в контур генератора дополнительно вводят подстроечный конденсатор переменной емкости, включенный параллельно (последовательно) контуру гетеродина. Точное сопряжение контуров преселектора и гетеродина производят в двух точках.

При больших коэффициентах перекрытия поддиапазонов  $k_{ПД} > 1,4$  применяют сопряжение контуров преселектора и гетеродина в трех точках. Схема сопряжения контуров преселектора и гетеродина в этом случае содержит два дополнительных конденсатора. Один конденсатор включен последовательно, а второй - параллельно контуру гетеродина [2, 3].

Принцип сопряжения контуров гетеродина и преселектора не изменится, если вместо блока конденсаторов переменной емкости будет применен блок варикапов.

## 7 УСИЛИТЕЛИ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

### 7.1 Параметры и характеристики тракта промежуточной частоты

*Усилитель промежуточной частоты* (УПЧ) дает основное усиление супергетеродинного приемника и обеспечивает нужную избирательность по соседнему каналу. УПЧ располагается между ПЧ и детектором.

В отличие от преселектора УПЧ обладает следующими особенностями:

- постоянной (промежуточной) частотой  $f_{ПЧ}$ ;
- большим коэффициентом усиления;
- лучшей избирательностью, так как в качестве нагрузки в УПЧ применяют фильтры, у которых резонансная характеристика более прямоугольная.

К числу основных показателей УПЧ относятся:

- резонансный коэффициент усиления;
- избирательность УПЧ по соседним каналам;
- коэффициент прямоугольности;
- устойчивость работы, определяющая способность усилителя сохранять в условиях эксплуатации неизменными показатели УПЧ.

Усилители промежуточной частоты классифицируются по ширине полосы пропускания на узкополосные и широкополосные. Узкополосные УПЧ применяются в вещательных и связных радиоприемниках, в которых полоса лежит в пределах 4... 12 кГц. Широкополосные усилители в основном используются в телевизионных системах, где полоса пропускания лежит в пределах 100 кГц...3 МГц.

По виду амплитудной характеристики различаются линейные и функциональные (чаще всего логарифмические) УПЧ.

В зависимости от функционального назначения различают тракты с равномерным распределением усиления и избирательности в каскадах усиления и тракты с разделением функций избирательности и усиления.

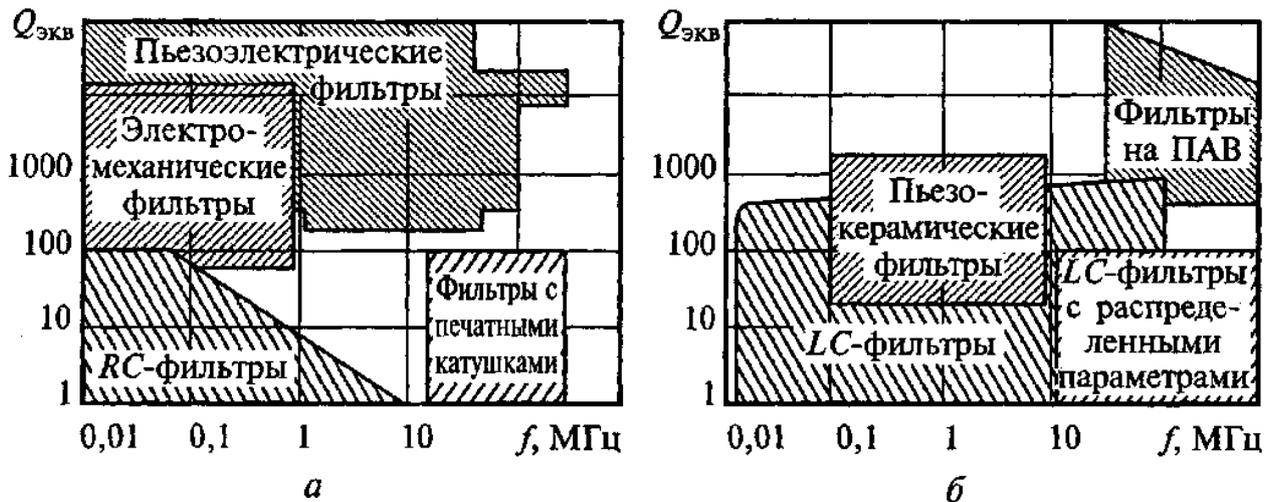
В *УПЧ с распределенной селекцией* используют одноконтурные настроенные и (или) взаимно расстроенные и двухконтурные  $LC$  - каскады. При этом каждый каскад вносит определенный вклад как в усиление сигнала, так и в обеспечение избирательности. Такая структурная схема УПЧ целесообразна, когда при пониженных требованиях к избирательности заданы относительно высокие требования по усилению, конструкторским и технологическим соображениям, эффективности регулировки полосы пропускания, универсальности и ряду других причин.

*УПЧ с равномерным распределением избирательности* обычно применяются в вещательных радиоприемниках третьего класса, а также в приемниках сигналов с ЧМ, когда из-за высокой промежуточной частоты, используя апериодические усилители, достичь необходимого усиления трудно.

Особенностью *УПЧ с сосредоточенной избирательностью* является разграничение функций усиления и избирательности по соседнему каналу. При этом избирательность по соседнему каналу реализуется с помощью ЧИС,

которые могут быть выполнены на  $LC$ -контурах или активных  $RC$ -фильтрах, с электромеханическими, кварцевыми, пьезокерамическими или цифровыми фильтрами, а также с фильтрами на поверхностной акустической волне (ПАВ). Усилители с сосредоточенной избирательностью предпочтительнее по реальной помехоустойчивости и устойчивости к изменению параметров активного элемента.

На рис. 7.1 показаны области использования фильтров сосредоточенной селекции - основных видов частотно-избирательных систем для тракта промежуточной частоты.



**Рисунок 7.1. Области использования фильтров сосредоточенной селекции**

Фильтр сосредоточенной селекции (ФСС) включается либо непосредственно после смесителя, либо в одном из первых каскадов усиления. Усиление обеспечивается аperiodическими или слабоизбирательными каскадами. Такое построение открывает перспективы к комплексной микроминиатюризации РПрУ.

## 7.2 Частотно-избирательные системы

### 7.2.1 Фильтры сосредоточенной селекции на $LC$ -контурах

Фильтр на  $LC$ -элементах представляет собой полосовой фильтр из контуров, включенных каскадно и согласованных на средней частоте между собой, с источником и нагрузкой. Принципиальная схема УПЧ с трехзвенным ФСС приведена на рис.7.2.

К основным параметрам ФСС относят промежуточную частоту  $f_{ПЧ}$ , полюсу пропускания  $\Pi$ , а также ослабление сигнала на границе полосы пропускания  $\sigma_{П}$  и ослабление сигнала соседнего канала  $\sigma_{СК}$ .

Выбор ФСС сводится к нахождению частот среза и числа элементарных звеньев, при которых фильтр удовлетворяет предъявленным к нему требованиям. Величина характеристического сопротивления фильтра составляет  $\rho_{ФСС} = 1 \dots 50$  кОм и определяется в основном значениями  $f_{ПР}$  и  $\Pi$ . При необходимости увеличение коэффициента усиления каскада с ФСС целесообразно  $\rho_{ФСС}$  выбирать из условия  $\rho_{ФСС} > R_{ВЫХ}$ , где  $R_{ВЫХ}$  - выходное сопротивление ПЧ.

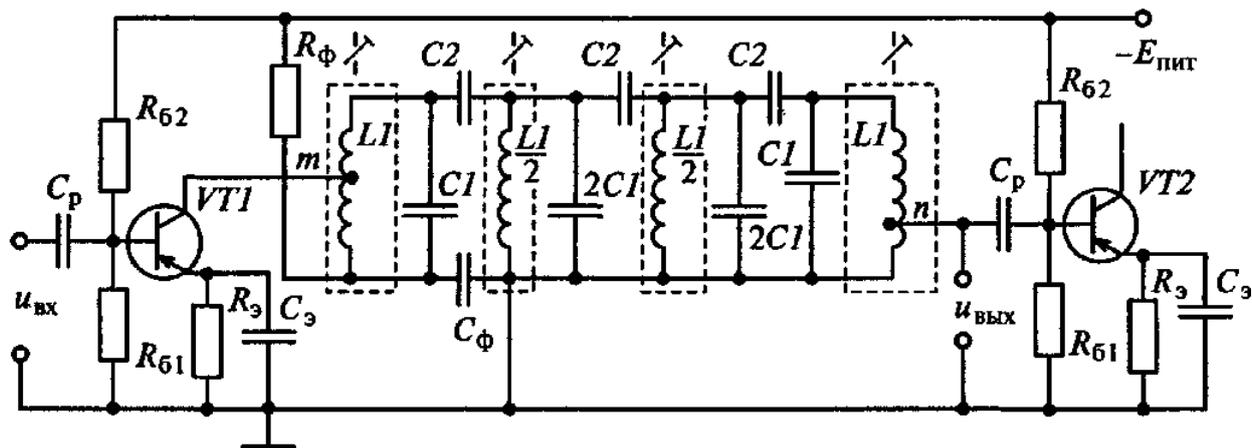


Рисунок 7.2. Принципиальная схема УПЧ с трехзвенным ФСС

Коэффициенты включения контуров первого и последнего каскадов ФСС находятся из условий

$$m = 1 \quad \text{при } \rho_{ФСС} < R_{ВЫХ}; \quad m = \sqrt{R_{ВЫХ} / \rho_{ФСС}} \quad \text{при } \rho_{ФСС} \geq R_{ВЫХ};$$

$$n = 1 \quad \text{при } \rho_{ФСС} < R_{ВХ}; \quad n = \sqrt{R_{ВХ} / \rho_{ФСС}} \quad \text{при } \rho_{ФСС} \geq R_{ВХ},$$

где  $R_{ВХ}$  - входное сопротивление аperiodического усилительного каскада.

Если  $\rho_{ФСС} < R_{ВЫХ}$  то для согласования фильтра с выходом ИМС параллельно входу фильтра включается шунтирующий резистор  $R_{ШУНТ} = \rho_{ФСС} / (1 - R_{ВЫХ})$ . Такой же шунтирующий резистор включается и на выходе фильтра.

Часто многозвенные LC-фильтры требуют более сложного согласования характеристического сопротивления фильтра с входным и выходным сопротивлениями микросхем, что осуществляется с помощью согласующих контуров.

### 7.2.2 Электромеханические фильтры [2-3, 7-11]

Принцип действия ЭМФ заключается в преобразовании принимаемого электрического сигнала в механические колебания, которые передаются на систему соединенных между собой дисков. На выходе этой системы результирующее механическое колебание вновь преобразуется в электрический сигнал, который и поступает на выход фильтра.

Основными элементами ЭМФ являются металлические диски, каждый из которых представляет собой механический эквивалент параллельного контура.

Наиболее эффективно ЭМФ используются в качестве полосовых узкополосных фильтров в диапазоне частот от 50 до 500 кГц. В этих условиях удается обеспечить высокую (порядка 1000) добротность устройства и хорошую стабильность его частотных характеристик, что видно из графика затухания электромеханического фильтра (рис.7.3). Создано несколько типов ЭМФ. Один из них ЭМФ-9Д-500-3В имеет следующие технические характеристики:

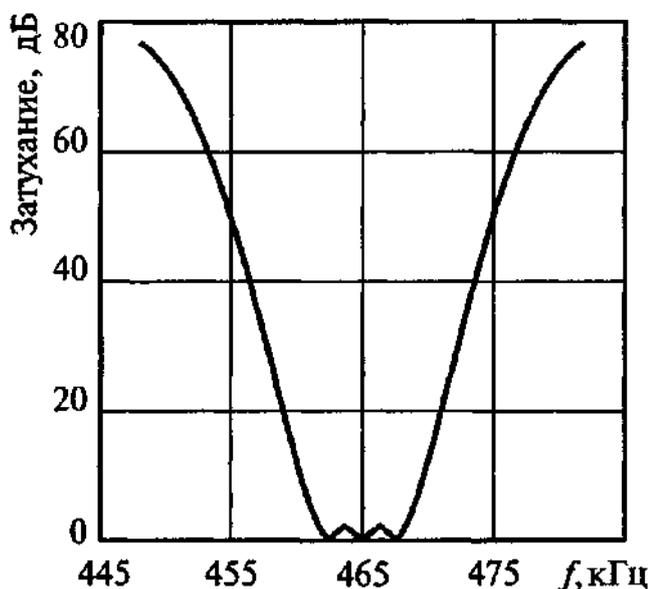
- частота среза со стороны несущей при ослаблении 3 дБ равна 500,3 кГц;

- ширина полосы пропускания на уровне -3 дБ равна 3 кГц;

- коэффициент прямоугольности по уровням - 60 дБ не превышает 2; коэффициент передачи не менее 0,177.

Значения входного  $\rho_{ВХ\ ЭМФ}$  и выходного  $\rho_{ВЫХ\ ЭМФ}$  характеристических сопротивлений электромеханических фильтров, как правило, значительно отличаются от входных  $R_{ВХ}$  и выходных  $R_{ВЫХ}$  сопротивлений микросхем, поэтому такие фильтры включаются через согласующие звенья. Расчет согласующих индуктивностей и конденсаторов дается в [2, 3, 10, 11].

Электромеханический фильтр обладает малым затуханием и малой неравномерностью частотной характеристики в полосе пропускания, крутыми склонами за ее пределами. К серьезным недостаткам ЭМФ следует отнести высокие вносимые потери, главная причина возникновения которых низкая эффективность входного и выходного преобразователей.



**Рисунок 7.3. График затухания электромеханического фильтра**

### 7.2.3 Пьезокерамические фильтры [2, 10]

Для построения пьезокерамических фильтров (ПКФ), в которых обычно отсутствуют дополнительные элементы и применяются лишь миниатюрные недорогие резонаторы, чаще используются лестничные схемы, позволяющие получить малогабаритные фильтры при большом числе резонаторов.

Основой ПКФ служит Г - образное звено, схема которого приведена на рис. 7.4. Параллельная и последовательная ветви звена имеют полные сопротивления  $Z1$  и  $Z2$ . Со стороны входа и выхода звено имеет разные характеристические сопротивления  $Z_n$  и  $Z_t$ .

Многозвенные фильтры состоят из согласованного соединения звеньев, которое получается при условии, что характеристическое сопротивление выхода предшествующего звена равно характеристическому сопротивлению входа последующего звена. Ветви Г-образных звеньев соединяются друг с другом. Лестничная схема ПКФ с регулярной структурой показана на рис. 7.6. Сопротивления ветвей объединяются, и схема многозвенного фильтра принимает вид, показанный на рис. 7.6, б. Оконечными быть как последовательные, так и параллельные ветви.

В [2, 10] приведены характеристики и рекомендации по применению пьезокерамических фильтров.

Для АМ - трактов вещательных приемников промышленностью выпускается 10 типов ПКФ с центральной частотой 465 кГц и четырьмя градациями ширины полосы пропускания (5,8; 8,5; 9,5 и 12,5 кГц). Используя соответствующий набор фильтров, можно проектировать тракт УПЧ со ступенчатой

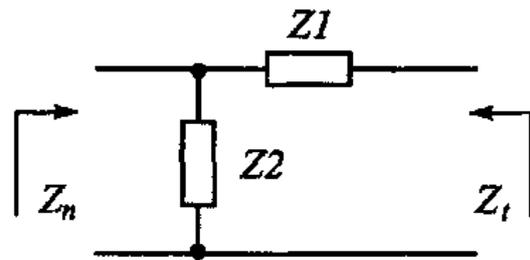


Рисунок 7.4. Схема Г – образного звена пьезокерамического фильтра

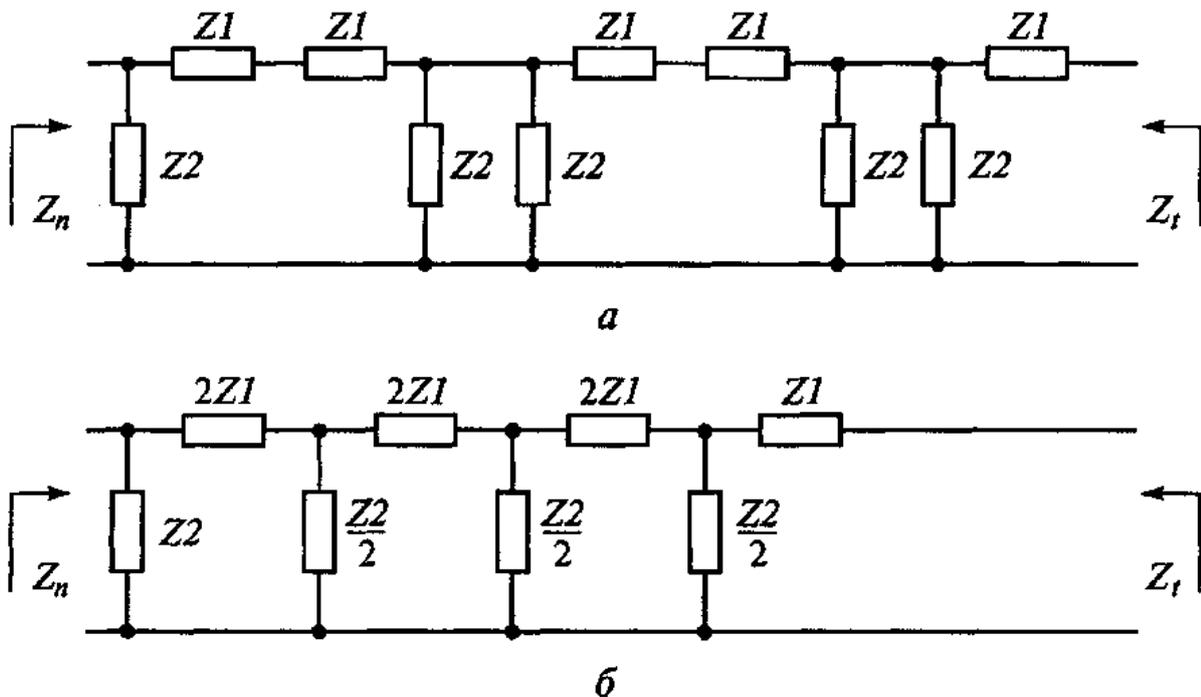


Рисунок 7.5. Лестничная схема ПКФ с регулярной структурой

регулировкой полосы пропускания, позволяющий в зависимости от условий приема получать высококачественное воспроизведение радиопередачи (ре-

жим “местный прием”) при полосе пропускания 12,5 кГц, нормальный режим работы с полосой пропускания 8,5 (или 9,5) кГц или режим предельной чувствительности с узкой полосой 5,8 кГц. Добротность ПКФ составляет от 300...500 до нескольких тысяч.

Пьезокерамические фильтры ФП1П-049а (полоса пропускания 150...200 кГц на уровне -6 дБ) и ФП1П-049б (полоса пропускания 200 ...280 кГц) предназначены для работы в УПЧ приемников УКВ-диапазона второго и третьего класса.

Эти фильтры по параметрам двухсигнальной избирательности соизмеримы с соответствующими ФСС на  $LC$  - контурах. По этой причине предпочтительнее могут оказаться каскады УПЧ с двумя контурами в тракте приемника сигналов с ЧМ.

#### 7.2.4 Монолитные пьезоэлектрические фильтры [2, 10]

Основу монолитных пьезоэлектрических фильтров (МПЭФ) составляют одна или несколько систем акустически связанных резонаторов с захватом энергии. Использование акустической связи позволяет не только уменьшить габаритные размеры фильтра, сокращая число дискретных компонентов, но и дает возможность реализовать лестничные структуры фильтров. Преимущество лестничной структуры МПЭФ по сравнению с пьезоэлектрическими фильтрами на дискретных элементах заключается в возможности получения больших величин затухания в полосе задерживания при высокой стабильности уровня передачи в полосе пропускания.

По конструктивным признакам МПЭФ подразделяются на простые, секционированные и гибридные [2, 10].

В зависимости от назначения МПЭФ конструкция и технология их изготовления могут различаться. Условно все МПЭФ разделяются по применению на три класса: массового применения, профессиональные (для профессиональной аппаратуры) и прецизионные.

К МПЭФ массового применения относятся фильтры с невысокими требованиями к их электрическим характеристикам. Они используются в устройствах автоматики, в бытовой радиоаппаратуре и др.

Профессиональными МПЭФ называются фильтры со стандартными для радиотехнической аппаратуры требованиями по избирательности и стабильности частоты. Температурный коэффициент нестабильности частоты (ТКНЧ) профессиональных МПЭФ составляет  $2 \cdot 10^{-6} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ , а уход частоты за декаду -  $5 \cdot 10^{-5}$ .

К прецизионным МПЭФ относятся фильтры с повышенными требованиями по стабильности частоты и избирательности, а в ряде случаев и по стабильности уровня затухания (ТКНЧ  $5 \cdot 10^{-7} \text{ } ^\circ\text{C}^{-1}$ , уход частоты за декаду  $5 \cdot 10^{-6}$ ).

Как правило, МПЭФ размещаются в плоских герметизированных металлических корпусах, таких же, как и микросхемы.

Основой МПЭФ является пьезоэлектрическая пластина - подложка, которая в большинстве случаев изготавливается из кварца. В МПЭФ массового применения используются пьезоэлектрические пластины из материалов типа ЦТС. Прецизионные МПЭФ изготавливаются только на кварцевых подложках. В широкополосных фильтрах могут применяться подложки из танталата лития и других материалов с большим коэффициентом электромеханической связи.

Типичным применением МПЭФ можно считать фильтр промежуточной частоты 10,7 МГц радиоприемных устройств. При АМ используются кварцевые фильтры, имеющие сравнительно узкую полосу пропускания и высокую избирательность. При ЧМ применяются пьезокерамические фильтры, обеспечивающие широкую полосу пропускания при сравнительно невысокой избирательности.

Другим важным назначением МПЭФ является их применение в качестве фильтров индивидуальных телефонных каналов для систем многоканальной связи. При числе каналов, достигающих до 10000 в одной линии, габаритные размеры и стоимость оборудования весьма актуальны. Одним из путей уменьшения габаритных размеров и снижения стоимости систем связи является применение МПЭФ. Стандартная 12-канальная группа, использующаяся на частотах 60...108 кГц, переносится в этом случае в диапазон 8140...8188 МГц, наиболее удобный для применения МПЭФ.

### **7.2.5 Фильтры на поверхностных акустических волнах**

Более высокочастотными, чем кварцевые, являются фильтры на поверхностных акустических волнах. Акустическая волна в твердом теле представляет собой некоторое возмущение, связанное с деформацией материала.

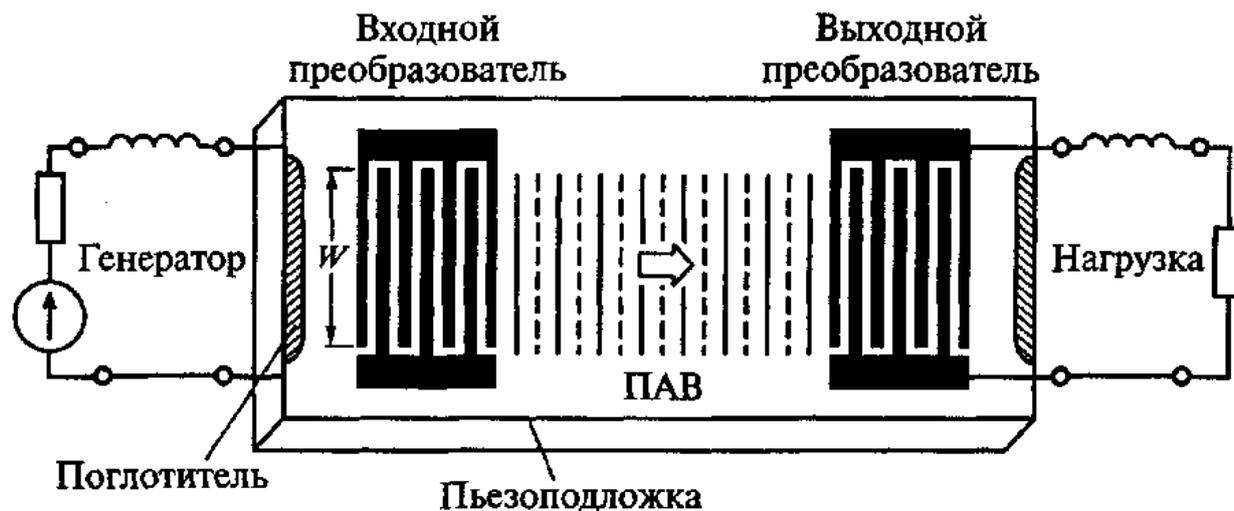
Наиболее интересны направленные поверхностные акустические волны (ПАВ), которые могут существовать в однородной среде с плоской поверхностью. Амплитуда этих волн экспоненциально убывает с глубиной так, что 90 % переносимой энергии сосредоточено в слое толщиной не более длины волны. Частотная дисперсия отсутствует, скорость составляет 3000 м/с.

Чаще всего фильтры на ПАВ представляют собой пьезокристаллическую пластину, на поверхность которой наносятся две металлические электродные системы, служащие для преобразования подводимой к ним электромагнитной энергии в энергию акустических поверхностных волн. Конструкция фильтра на поверхностных акустических волнах показана на рис. 7.6.

При подаче на электродную систему переменного напряжения от источника колебаний за счет пьезоэффекта пластина становится источником переменных во времени механических деформаций поверхности и таким об-

разом возбуждает ПАВ. Требуемые резонансные частоты создаются соответствующим выбором расстояний между зубьями решеток электродов.

Минимальные потери фильтров на ПАВ (в согласованном режиме) с двумя преобразователями составляют 6 дБ. Это объясняется тем, что входной преобразователь излучает акустические волны в обе стороны и до выходного преобразователя доходит половина мощности. Выходной преобразователь половину принятой мощности преобразует в электрический сигнал, остальная мощность переизлучается, из-за чего возникают сдвинутые во времени ложные сигналы и колебания частотной характеристики.



**Рисунок 7.6. Конструкция фильтра на поверхностных акустических волнах**

Интерес к фильтрам на ПАВ объясняется относительной простотой возбуждения, приема, ответвления и взаимодействия пучков ПАВ, малой скоростью распространения. По стабильности частоты фильтры на ПАВ занимают промежуточное положение между кварцевыми и  $LC$ -системами. Добротность их колебательной системы составляет 100... 1000. Фильтры на ПАВ наиболее применимы в диапазоне частот от 10 МГц до 3 ГГц, перекрывая практически метровый и дециметровый диапазоны волн. Для них характерны высокая технологичность и полная интегральность конструкции, точная повторяемость параметров. Они имеют небольшие габаритные размеры, массу, высокую механическую прочность и слабо чувствительны к вибрации.

В [2, 10] приведены параметры фильтров на ПАВ, там же приведены рекомендации по применению.

### 7.2.6 Усилительные интегральные микросхем

Проектирование УПЧ на ИМС сводится к созданию рекомендуемой схемы включения микросхемы и к надлежащему соединению ее с предшествующим и последующим каскадами. Например, в микросхемах типов К174ХА10 и К174ХА2 обычно ФСС подключается к определенным их выводам. В приемниках с сосредоточенной избирательностью усилительные кас-

кады делаются аperiodическими (обычно по схеме с ОБ). Коэффициент усиления аperiodического каскада  $K_0 = SR_{ЭКВ} / \sqrt{1 + (2\pi C_{ЭКВ} R_{ЭКВ})^2}$  определяется крутизной транзистора на промежуточной частоте  $S$ , эквивалентными сопротивлением  $R_{ЭКВ}$  и емкостью  $C_{ЭКВ}$  нагрузки. Основные характеристики ИМС, которые могут быть использованы для построения аperiodических каскадов усиления приведены в [2, 10, 11].

### 7.3 Выбор промежуточной частоты

Правильный выбор промежуточной частоты  $f_{ПР}$  позволяет получать высокие показатели качества приемника. Рассмотрим основные положения, которые необходимо учитывать при выборе значения промежуточной частоты.

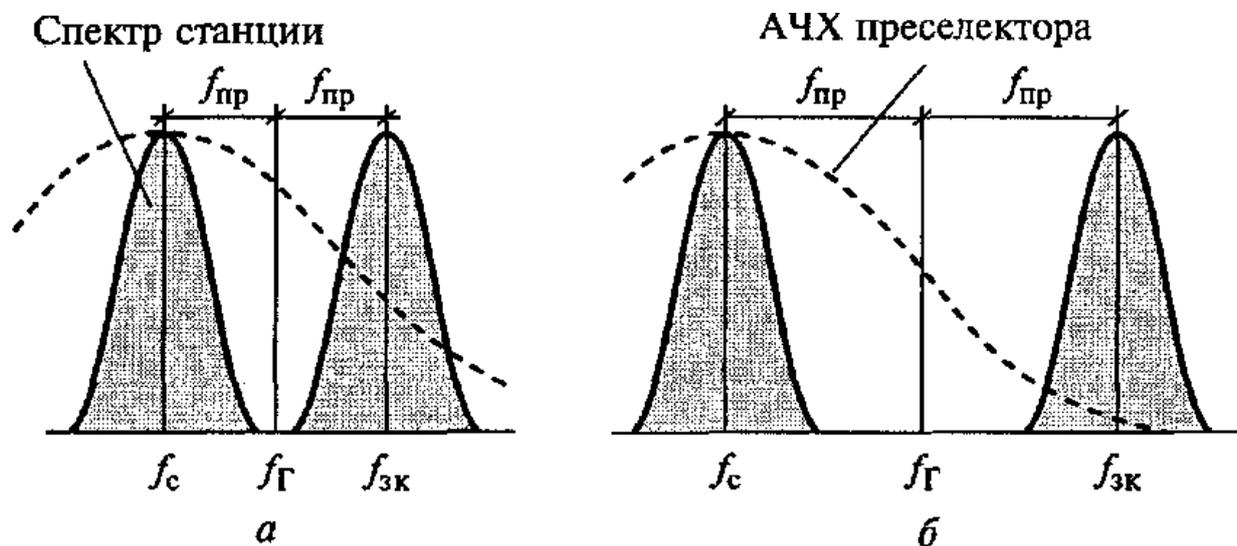
Промежуточная частота приемника не должна выбираться в диапазоне рабочих частот мощных радиостанций, так как это уменьшает возможность приема помехи по каналу прямого прохождения промежуточной частоты.

Полоса пропускания УПЧ должна достигаться простыми техническими средствами. С этой точки зрения предпочтение следует отдавать монолитным фильтрам сосредоточенной селекции. Если качество избирательных средств УПЧ предполагает использование  $LC$  - фильтров, то следует учесть, что их добротность ограничена конструктивными возможностями. В диапазоне умеренных частот (от 100 кГц до 30 МГц) конструктивная добротность катушек  $Q_{КОНСТР}$  обычно составляет 80... 120 и не превышает 200. Значения добротностей на более низких частотах составляют 20...80, а на более высоких частотах - 80... 180.

Заданное ослабление зеркального канала должно осуществляться достаточно простым преселектором. Если в преселекторе используется система из  $n$  одинаковых контуров, то при больших расстройках  $\Delta f = |f_{ЗК} - f_c| = 2f_{ПР}$  частоты зеркального канала  $f_{ЗК}$  относительно частоты сигнала  $f_c$  можно определить ослабление зеркального канала по формуле  $\sigma_{ЗК} = (2\Delta f / \Pi)^n = (2\Delta f Q_{ЭКВ} / f_0)^n$ , откуда находим условие обеспечения требуемой избирательности по зеркальному каналу  $f_{ПР} \geq f_{ПРЗК} = 0,25 f_0 \sqrt[n]{\sigma_{ЗК}} / Q_{ЭКВ}$ . Полученное соотношение показывает, что для значительного ослабления зеркального канала при заданном числе  $n$  контуров необходимо увеличивать величину промежуточной частоты.

На рис. 7.7 показано графическое расположение частот основного  $f_c$  и зеркального  $f_{ЗК}$  каналов приема при низкой (а) и высокой (б) промежуточных частотах  $f_{ПР}$ . Увеличение промежуточной частоты повышает избирательность по зеркальному каналу. Однако следует учитывать, что повышение промежуточной частоты приведет к уменьшению избирательности по соседнему каналу.

Полоса пропускания колебательного контура ПЧ связана с его эквивалентной добротностью  $Q_{ЭКВ}$  и частотой настройки  $f_C$  соотношением  $\Pi = f_0/Q_{ЭКВ}$ . Контур УПЧ настроен на частоту  $f_0 = f_{ПР}$ , отсюда следует условие возможной реализации заданной полосы пропускания УПЧ  $f_{ПР} \leq f_{ПР\Pi} = \Pi Q_{ЭКВ}$ .



**Рисунок 7.10. Графическое расположение частот основного  $f_C$  и зеркального  $f_{3K}$  каналов приема при низкой (а) и высокой (б) промежуточных частотах  $f_{ПР}$**

Полоса пропускания УПЧ приемника определяется полосой частот  $\Pi_C$ , занимаемой сигналом, и суммарной нестабильностью  $\Delta$  частоты высокочастотного колебания на выходе тракта промежуточной частоты:  $\Pi = \Pi_C + \Delta = \Pi_C + k_C (\Delta f_0/f_0 + \Delta f_\Gamma/f_\Gamma + \Delta f_{ПР}/f_{ПР})$ , где  $k_C = 0,3 \dots 0,7$  - коэффициент совпадения уходов частоты;  $\Delta f_0/f_0$  - нестабильность частоты передающих станций (стационарных  $3 \cdot 10^{-4}$  - подвижных  $2 \cdot 10^{-4}$ , радиовещательных  $4 \cdot 10^{-6}$ );  $\Delta f_\Gamma/f_\Gamma$  - нестабильность частоты гетеродинов приемников (радиовещательных  $3 \cdot 10^{-4}$ , профессиональных с кварцевой стабилизацией частоты  $10^{-5} \dots 5 \cdot 10^{-8}$ );  $\Delta f_{ПР}/f_{ПР} = (1 \dots 5) \cdot 10^{-5}$  - температурный коэффициент нестабильности частоты контуров тракта ПЧ.

Для обеспечения на выходе детектора достаточной фильтрации промежуточной частоты необходимо, чтобы соблюдалось следующее соотношение между значениями промежуточной частоты  $f_{ПР}$  и максимальной частоты модуляции  $f_{МАКС}$  сигнала:  $f_{ПР} > (8 \dots 12) \cdot F_{МАКС}$ .

Если неравенства  $f_{ПР} \geq f_{ПРЗК} = 0,25 \cdot f_0 \sqrt{\sigma_{ЗК}} / Q_{ЭКВ}$  и  $f_{ПР} \leq f_{ПР\Pi} = \Pi Q_{ЭКВ}$  не выполняются, то супергетеродинный приемник с одинарным преобразованием частоты создать невозможно.

Для повышения избирательности вещательных приемников применяют двойное преобразование частоты. В каждом преобразователе частоты проис-

ходит понижение несущей частоты с сохранением ширины спектра сигнала. Так как  $\Pi = f_{\text{ПР2}}/Q_{\text{ЭКВ}}$ , то выбор значения второй промежуточной частоты должен удовлетворять неравенству  $f_{\text{ПР2}} \geq \sqrt{\sigma_{3\text{К}}} f_{\text{ПР1}}/(4Q_{\text{ЭКВ}}^2)$ , которое показывает, что изменение значения второй промежуточной частоты не должно происходить более чем в  $4 \cdot Q_{\text{ЭКВ}}/\sqrt{\sigma_{3\text{К}}}$  раз. Лишь в этом случае зеркальный канал будет достаточно ослаблен в предыдущем УПЧ.

## 8 ДЕТЕКТОРЫ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

### 8.1 Параметры и характеристики амплитудных детекторов

Амплитудные детекторы (АД) предназначены для преобразования исходного модулированного сигнала высокой частоты в напряжение, соответствующее передаваемому сообщению. Детектирование (демодуляция) восстанавливает сообщение со спектром на более низких частотах.

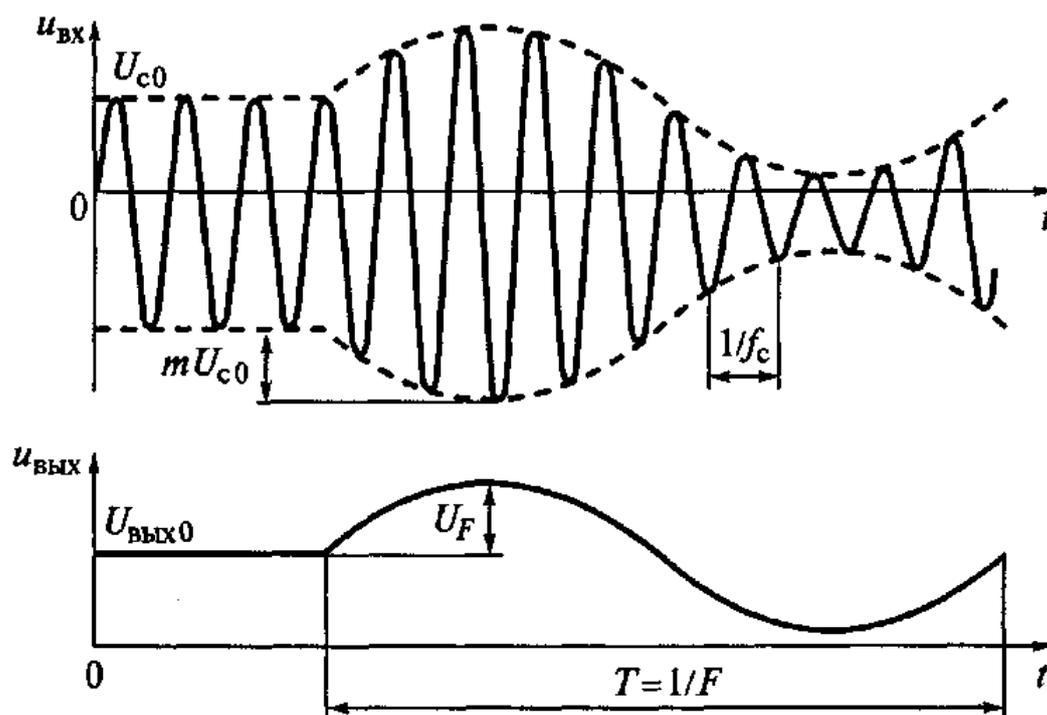


Рисунок 8.1. Графическое изображение преобразования сигнала в амплитудном детекторе

Графическое изображение преобразования сигнала в амплитудном детекторе показано на рис. 8.1. Пусть на вход АД подается высокочастотное модулированное напряжение  $u_{\text{ВХ}}(t) = u_c(t) = U_c(t)\cos(\omega_c t + \Phi_c)$ . На выходе идеального АД должна быть выделена огибающая высокочастотного напряжения  $U_c(t)$ .

В соответствии с возможными способами радиоприема амплитудное детектирование можно осуществить с помощью либо нелинейной цепи (неко-

герентный прием), либо линейной параметрической цепи (когерентный прием). Наличие в цепях детекторов емкостей и индуктивностей для накопления энергии приводит к тому, что детектор в общем случае может быть представлен как инерционная нелинейная или нестационарная линейная электронная цепь.

Качество амплитудного детектирования характеризуется следующими параметрами:

детекторной характеристикой амплитудного детектора (рис. 8.2), представляющей собой зависимость амплитуды выходного напряжения  $U_{ВЫХ}$  от амплитуды входного сигнала  $U_{С0}$ ;

коэффициентом передачи для немодулированного сигнала  $K_{АД0} = U_{ВЫХ0} / U_{С0}$ ;

коэффициентом передачи  $K_{АД} = U_F / mU_{С0}$  для АМ - сигнала с коэффициентом модуляции  $m$ , где  $U_F$  - амплитуда выходного напряжения на частоте модуляции  $F$ , а  $mU_{С0}$  - амплитуда огибающей АМ - сигнала;

линейными (частотными) искажениями, оцениваемыми по кривой верности;

нелинейными искажениями, которые при гармонической модуляции определяются коэффициентом нелинейных искажений

$$k_{\Gamma} = \sqrt{U_{2F}^2 + U_{3F}^2} / U_F,$$

где  $U_{2F}$  и  $U_{3F}$  - амплитуды выходного напряжения с частотами  $2F$  и  $3F$ . Искажения зависят от активных и пассивных элементов цепи детектора и устройств, связанных с ним;

коэффициентом фильтрации  $k_{\Phi АД} = U_{ВЫХ}(f_C) / U_{ВХ}(f_C)$ , характеризующим степень развязки нагрузки АД по частоте входного сигнала. Чем меньше коэффициент фильтрации, тем лучше фильтрация. Практически достаточно иметь  $k_{\Phi АД} \leq 0,01$ ;

входным сопротивлением АД  $R_{ВХ АД} = U_{С0} / I_{m1}$  где  $I_{m1}$  - амплитуда тока первой гармоники высокой частоты  $f_C$  сигнала, протекающего через диод;

выходным сопротивлением АД, характеризующим его взаимодействие с последующим усилителем звуковых частот.

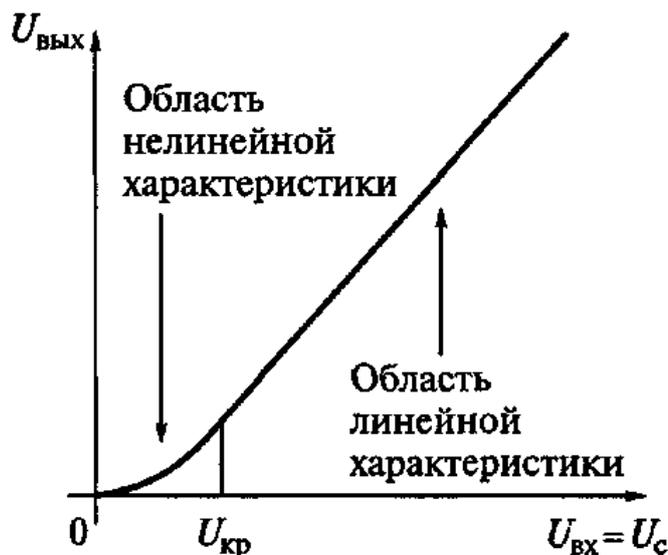


Рисунок 8.2. Детекторная характеристика амплитудного детектора

## 8.2 Основы детектирования сигналов с амплитудной модуляцией

Детектирование амплитудно-модулированных сигналов сводится к выпрямлению радиочастотных колебаний и сглаживанию пульсаций фильтром нижних частот.

Графики принципа амплитудного детектирования показаны на рис. 8.3. Пусть к идеальному диоду, рабочая точка которого выбрана на нижнем изгибе (изломе) его ВАХ  $I_D = \varphi(U_D)$ , подведено высокочастотное напряжение  $u_c(t) = U_c(t) \cos(\omega_c t + \Phi_c)$ . Ток диода будет представлять собой импульсы, проходящие в нагрузку  $R_H$  во время положительных полуволн входного напряжения. Величина отдельных импульсов тока на нагрузке  $i_H$  будет прямо пропорциональна амплитудам соответствующих импульсов. Поэтому огибающая выходных импульсов  $i_H(t)$  по своей форме повторяет огибающую высокочастотного модулированного напряжения  $U_c(t)$ .

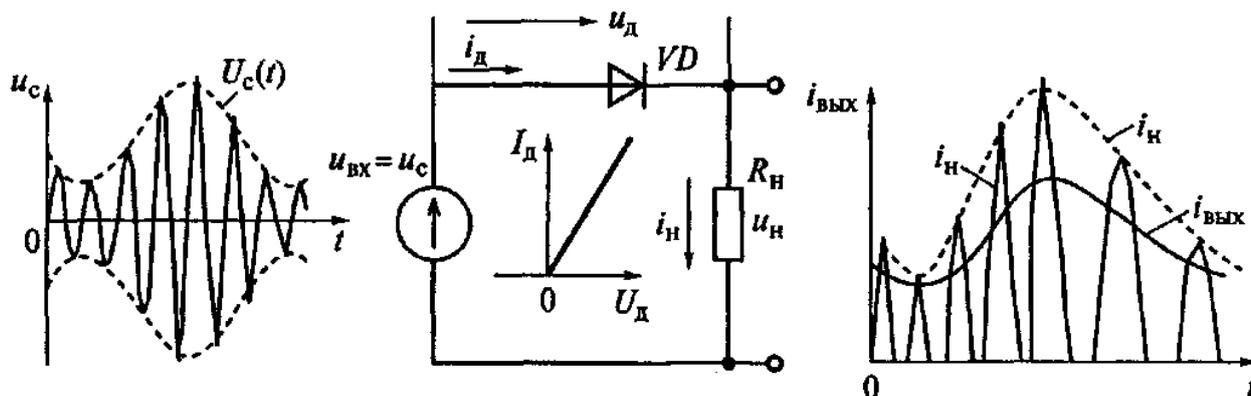


Рисунок 8.3. Графики принципа амплитудного детектирования

Среднее значение тока диода за каждый период высокочастотного колебания прямо пропорционально площади импульсов тока, протекающих через диод в данный период. Амплитуда высокочастотного модулированного напряжения меняется по закону модулирующего напряжения, поэтому и усредненное значение выпрямленного диодом тока  $i_{ВЫХ}(t)$  меняется по закону модулирующего напряжения передатчика.

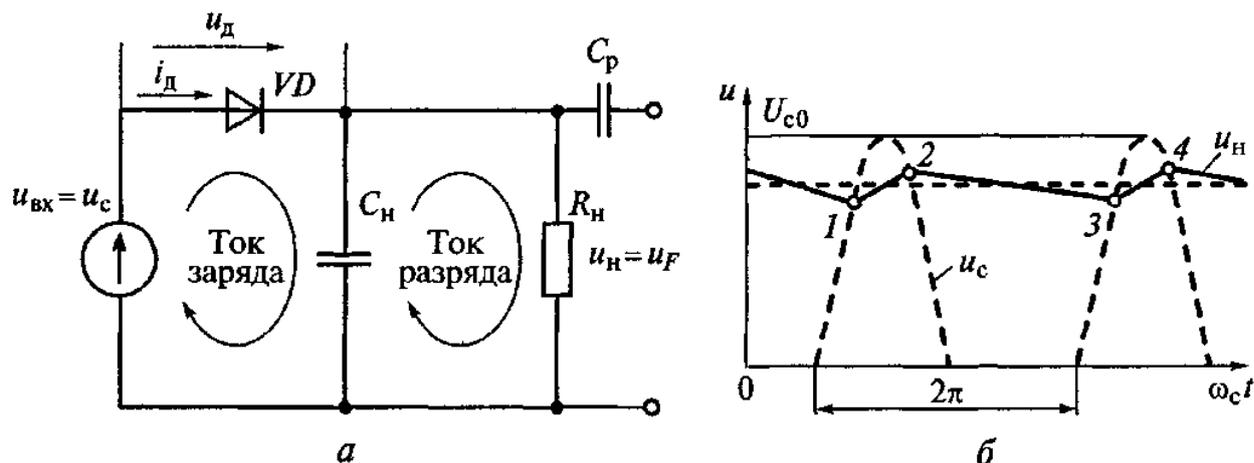
При когерентном приеме сигналов существенно повышается помехоустойчивость приемника. В качестве демодулятора при этом используется фазовый детектор (ФД), работающий в синхронном режиме.

## 8.3 Диодный детектор амплитудно-модулированных сигналов

На рис. 8.4 показаны схема последовательно включенного диодного АД и эюры, поясняющие его работу. Детектор при нагрузке  $R_H$ , не шунтированной емкостью, безынерционен по частоте  $f_c$ , а его коэффициент передачи  $K_{АД0} = U_{ВЫХ0} / U_{C0} = 1/\pi$  мал. Пульсации выходного напряжения  $U_{ВЫХ}$  (переменное напряжение с основной частотой  $f_c$ ) велики. Для увеличения коэффи-

циента передачи  $K_{АД0}$  и уменьшения пульсации нагрузки  $R_H$  детектора шунтируют емкостью  $C_H$  (см. рис. 8.4, а). В схеме последовательно включенного диодного АД источник сигнала, диод и нагрузка включены последовательно, а развязка высокочастотной и низкочастотной цепей обеспечивается при выполнении условия

$$\frac{1}{2\pi f_C C_H} \ll R_H \ll \frac{1}{2\pi F_B C_H}. \quad (8.1)$$



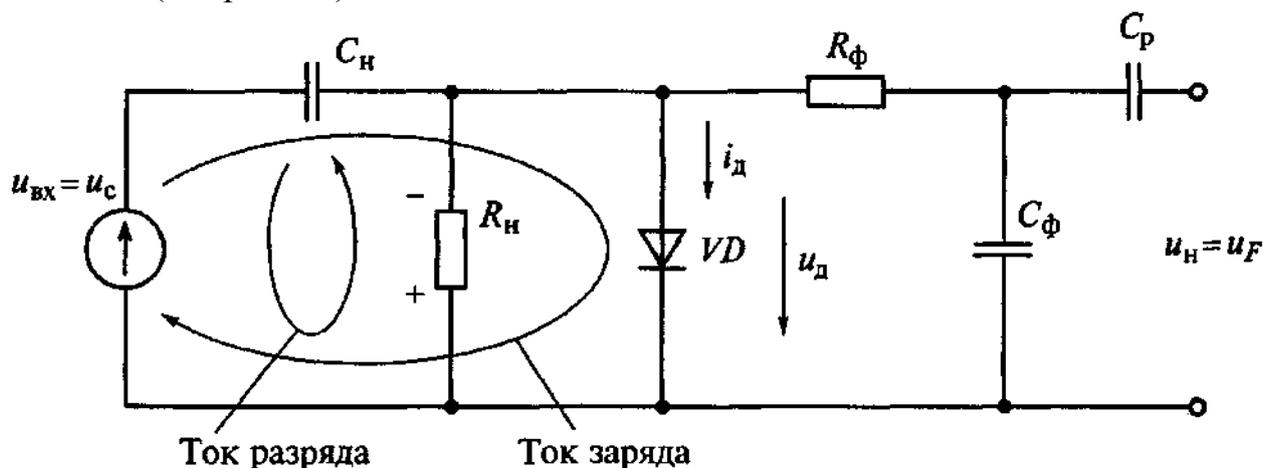
**Рисунок 8.4.** Схема последовательно включенного диодного АД (а) и эюоры (б), поясняющие его работу

Установившееся выходное напряжение на конденсаторе, накапливающим заряд, имеет два цикла. В первом цикле происходит быстрая подзарядка конденсатора  $C_H$  (участки 1 - 2 и 3 - 4) (см. рис. 8.4, б) через сопротивления открытого диода  $R_{ДР}$  и источника сигнала  $R_{ИСТ}$ . Второй цикл предусматривает разряд конденсатора  $C_H$  через резистор  $R_H$  (участок 2 - 3). Точки смены циклов асимметричны относительно максимумов входного напряжения, так как напряжение в начале подзарядки меньше, чем в ее конце. Чем больше неравенство  $2\pi f_C R_H \gg 1$ , тем меньше разряд емкости и пульсация выпрямленного напряжения. Точки смены циклов соответствуют изменению знака напряжения на диоде, равному сумме приложенного напряжения  $u_c(t)$ , исходного смещения  $U_{СМ}$  и напряжения на нагрузке  $u_H$ .

На рис. 8.5 приведена схема параллельно включенного диодного АД. По принципу работы, внутренним параметрам и расчетным соотношениям эта схема и схема, показанная на рис. 8.4, а, равнозначны. Преимуществом схемы с параллельным включением диодного АД является отсутствие гальванической связи между источником сигнала и диодом. Однако в связи со слабой развязкой высокочастотной и низкочастотной цепей в ней появляется необходимость использования дополнительного ФНЧ на выходе АД.

Работа диодного АД в линейном режиме характеризуется тем, что амплитуда входного сигнала не должна быть меньше некоторого критического

значения  $U_{KP}$ , которое ограничивает снизу диапазон амплитудных перепадов на входе (см. рис.8.2).



**Рисунок 8.5. Схема параллельно включенного диодного АД**

Если модуляция осуществляется гармонической функцией с частотой  $F$ , то для обеспечения линейного режима необходимо выполнение неравенства  $U_{C0}(1-m) \geq U_{KP}$ . Поскольку для современных диодов  $U_{KP} = 200 \dots 500$  мВ, то минимальная амплитуда, обеспечивающая линейный режим работы АД при коэффициенте модуляции  $m = 0,7$ , составляет  $U_{C0} > 0,5/(1-m) \approx 1,6$  В.

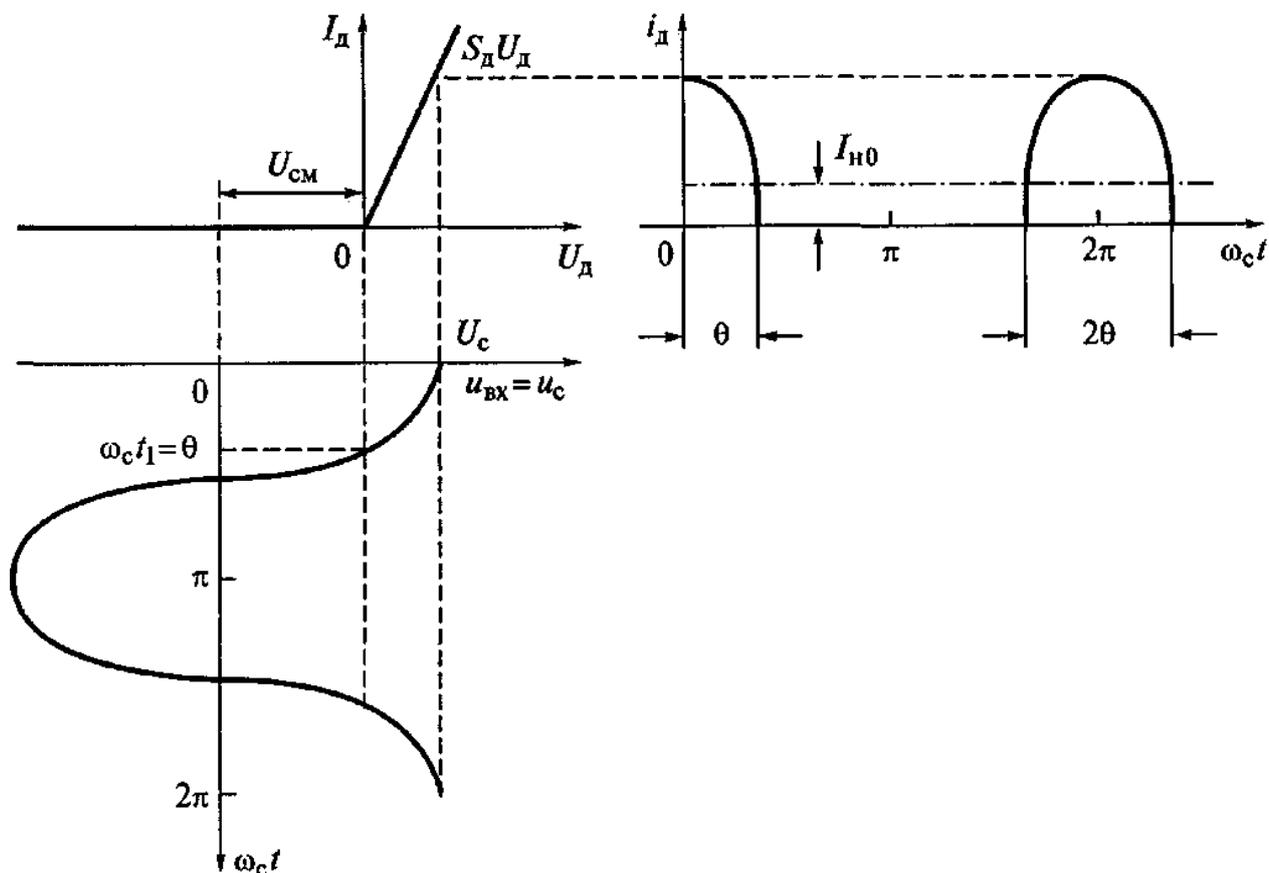
Если пренебречь изменением средней крутизны характеристики диода, то для упрощения анализа обычно используется ВАХ идеального диода, аппроксимированная кусочно-ломаной функцией. Диаграммы токов и напряжений диодного АД в установившемся режиме представлены на графиках линейно - ломаной аппроксимации ВАХ диода (рис. 8.6).

Линейный режим работы диодного АД реализуется при достаточно больших амплитудах входного сигнала, когда диод работает с отсечкой тока. В установившемся режиме работы вследствие усредняющего действия нагрузки на ней создается постоянное напряжение  $U_{CM}$ , которое обратной полярностью приложено к диоду и смещает рабочую точку в запирающую сторону. Очевидно, что при изменении амплитуды входного напряжения напряжение автосмещения  $U_{CM}$  будет пропорционально этому изменению.

Для упрощения анализа аппроксимируем реальную ВАХ диода идеализированной линейно - ломаной кривой (см. рис. 8.6). В этом случае

$$I_D = \begin{cases} S_D U_D & \text{при } U_D > 0; \\ 0 & \text{при } U_D \leq 0, \end{cases} \quad (8.2)$$

где  $S_D$  - крутизна статической идеализированной ВАХ диода;  $U_D$  - напряжение на электродах диода.



**Рисунок 8.6. Графики линейно-ломаной аппроксимации ВАХ диода**

При воздействии немодулированного входного сигнала  $u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t)$  результирующее напряжение на диоде

$$u_D(t) = U_{C0} \cos(\omega_c t) - U_{H0}. \quad (8.3)$$

При значении фазы входного колебания  $\omega_c t_1$  (см. рис. 8.6) ток через диод не протекает. Вводя обозначение  $\theta = \omega_c t_1$  для угла отсечки тока, найдем отношение постоянного напряжения на нагрузке к амплитуде входного сигнала:

$$K_{AD0} = U_{H0} / U_{C0} = \cos \theta. \quad (8.4)$$

Полученное отношение называют *коэффициентом передачи амплитудного детектора* для немодулированного входного сигнала.

Для описания внутренних и внешних параметров диодного АД представим ток через диод в виде

$$i_D(t) = \begin{cases} S_D U_{C0} [\cos(\omega_c t) - \cos \theta] & \text{при } \omega_c t < \theta; \\ 0 & \text{при } \omega_c t \geq \theta. \end{cases} \quad (8.5)$$

Постоянную составляющую тока  $I_H$  и амплитуду первой гармоники  $I_{m1}$ , можно найти как соответствующие коэффициенты ряда Фурье:

$$I_H = \frac{1}{\pi} \int_0^\theta i_D(\omega_c t) d(\omega_c t) = \frac{S U_{C0}}{\pi} [\sin \theta - \theta \cos \theta]; \quad (8.6)$$

$$I_{m1} = \frac{2}{\pi} \int_0^\theta i_D(\omega_c t) \cos(\omega_c t) d(\omega_c t) = \frac{S_D U_{C0}}{\pi} [\theta - \sin \theta \cos \theta]. \quad (8.7)$$

Для описания свойств АД вводятся следующие внутренние статические параметры:

*внутренняя статическая крутизна*

$$S_{AD} = \left. \frac{dI_H}{dU_{C0}} \right|_{U_D = \text{const}} = \frac{S_D}{\pi} \sin \theta \quad (8.8)$$

характеризует скорость изменения выпрямленного тока  $I_H$  при изменении амплитуды входного напряжения  $U_{C0}$  при условии, что напряжение  $U_D$  на диоде постоянно;

*внутренняя статическая проводимость*

$$G_{iAD} = \frac{1}{R_{iAD}} = \left. \frac{dI_D}{dU_H} \right|_{U_D = \text{const}} = \frac{S_D \theta}{\pi} \quad (8.9)$$

характеризуется скоростью изменения тока от выходного напряжения  $U_H$  при постоянстве амплитуды входного напряжения  $U_D$ ;

*внутренний статический коэффициент усиления АД*

$$\mu_{AD} = S_{AD} R_{iAD} = \sin \theta / \theta. \quad (8.10)$$

Так как внутренние параметры диодного АД зависят от угла отсечки  $\theta$ , то необходимо установить их зависимость от сопротивления нагрузки. Для этого умножим обе части равенства (8.6) на  $R_H$ . Из полученного таким образом выражения с учетом (8.4) можно определить либо  $S_D R_H = f(\theta)$ , либо  $\theta = f(S_D R_H)$ . В первом случае имеем зависимость

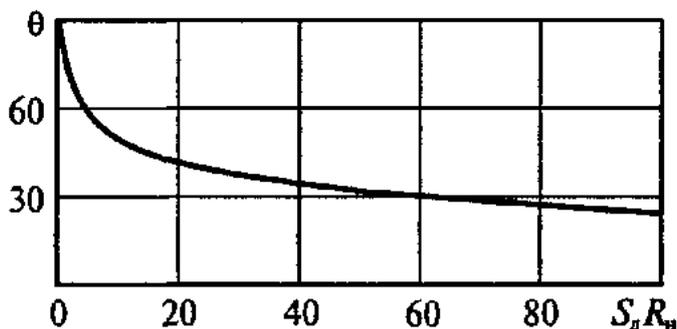


Рисунок 8.7. Графическое представление зависимости угла отсечки от сопротивления нагрузки  $R_H$

$$S_D R_H = \pi(\operatorname{tg}\theta - \theta). \quad (8.11)$$

Во втором случае аналитическое решение относительно угла отсечки  $\theta = f(S_D R_H)$  невозможно. Поскольку уравнение (8.11) является трансцендентным, прибегаем к графическому представлению зависимости угла отсечки  $\theta$  от сопротивления нагрузки  $R_H$  (рис. 8.7).

Так как реальный АД работает с достаточно большим значением сопротивления нагрузки  $S_D R_H \geq 50$  и соответственно при малых значениях  $\theta < \pi/10$ , то с достаточной для практических расчетов точностью можно считать  $\operatorname{tg}\theta \approx \theta + \theta^3/3$ . Используя это приближение, из уравнения (8.11) получим

$$\theta = \sqrt[3]{\frac{3\pi}{S_D R_H}}. \quad (8.12)$$

Входное сопротивление диодного АД, работающего в линейном режиме, может быть определено из формулы (8.7) с учетом ((8.11))

$$R_{\text{вх АД}} = \frac{U_{C0}}{I_{m1}} = \frac{\pi}{S_D} \frac{1}{\theta - \sin\theta \cos\theta} = R_H \frac{\operatorname{tg}\theta - \theta}{\theta - \sin\theta \cos\theta}. \quad (8.13)$$

Раскрытие неопределенности во втором сомножителе после двукратного применения правила Лопиталья приводит к следующему выражению

$$R_{\text{вх АД}} = R_H/2. \quad (8.14)$$

Для схемы с параллельным включением диодного детектора (см. рис. 8.5) нелинейный элемент шунтируется сопротивлением  $R_H$ . В связи с этим входная проводимость АД может быть представлена в виде

$$G_{\text{вх АД}} = \frac{2}{R_H} + \frac{1}{R_H} = \frac{3}{R_H}.$$

В этом случае

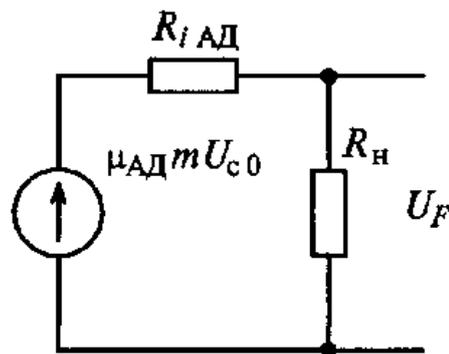
$$R_{\text{вх}} = R_H/3. \quad (8.15)$$

Для определения коэффициента передачи детектора воспользуемся схемой замещения диодного АД (рис. 8.8). Коэффициент передачи детектора для АМ-сигнала определяется по формуле

$$K_{\text{АД}} = U_F/mU_{C0},$$

где  $U_F$  - амплитуда выходного напряжения.

Пользуясь выражениями (8.8)...(8.11) для внутренних параметров диода и схемой замещения (см. рис. 8.8), получим



**Рисунок 8.8.** Схема замещения диодного АД

$$K_{AD} = \frac{U_F}{mU_{C0}} = \frac{\sin \theta}{\operatorname{tg} \theta} = \cos \theta. \quad (8.16)$$

Видно, что коэффициент передачи АД совпадает с коэффициентом передачи, определенным выражением (8.4) для немодулированного сигнала.

Таким образом, как внутренние, так и внешние параметры диодного АД определяются главным образом углом отсечки. Однако угол отсечки и его зависимость от величины сопротивления нагрузки могут быть определены только графически.

Как видно на рис. 8.2, детекторная характеристика делится некоторым значением  $U_{KP}$  на линейную и нелинейную части. Работа демодулятора в линейном режиме нарушается, если  $U_{BX} < U_{KP}$ . Величина  $U_{KP}$  определяется контактной разностью потенциалов диодной структуры и равна 300 мВ для германия и 1,2 В для арсенида галлия. При этом неизбежны дополнительные нелинейные искажения.

К нагрузке АД, работающего в линейном режиме, предъявляются следующие требования:

сопротивление нагрузки АД для развязки высокочастотных и низкочастотных цепей должно удовлетворять условию (8.1);

максимизация коэффициента передачи за счет уменьшения угла отсечки должна обеспечиваться при выполнении неравенства  $S_{дR_{д}} \geq 50$ ;

линейный режим работы должен обеспечиваться минимальной допустимой амплитудой АМ - сигнала  $U_{C0} \geq U_{KP}/(1 - m_{\max})$ , где  $m_{\max}$  - максимальное значение коэффициента модуляции АМ - сигнала;

минимизация нелинейных искажений за счет нагрузки детектора должна достигаться при выполнении условия

$$R_H \leq \frac{1}{2\pi F_B C_H} \frac{\sqrt{1 - m_{\max}^2}}{m_{\max}}. \quad (8.17)$$

Снижение нелинейных искажений достигается при изменении реальной нагрузки детектора в диапазоне модулирующих частот. Для постоянного тока и достаточно низких модулирующих частот сопротивление нагрузки неизменно и равно  $R_H$ . Сопротивление нагрузки на более высоких частотах модуляции в связи с наличием разделительной емкости  $C_P$  и входного сопротивления УЗЧ  $R_{BX \text{ УЗЧ}}$  уменьшается.

Анализ показывает, что для предельного снижения искажений в этом случае входное сопротивление УЗЧ должно удовлетворять условию  $R_{BX \text{ УЗЧ}} \geq R_H m / (1 - m)$ . Для коэффициента модуляции  $m = 0,8$  находим

$$R_{BX \text{ УЗЧ}} \geq 4R_H.$$

При невозможности выполнения указанного неравенства обычно применяют так называемую разделенную нагрузку детектора [2, 11].

## 8.4 Транзисторные амплитудные детекторы

Транзисторные детекторы дают возможность получить сравнительно большой коэффициент передачи, что позволяет существенно упростить последующую обработку информации. Наибольшее распространение получили коллекторные и стоковые АД, схемы которых показаны на рис. 8.9.

Рабочая точка у биполярных транзисторов (см. рис. 8.9, а) выбирается на изломе входной характеристики транзистора  $I_B = f(U_{БЭ})$ . Это соответ-

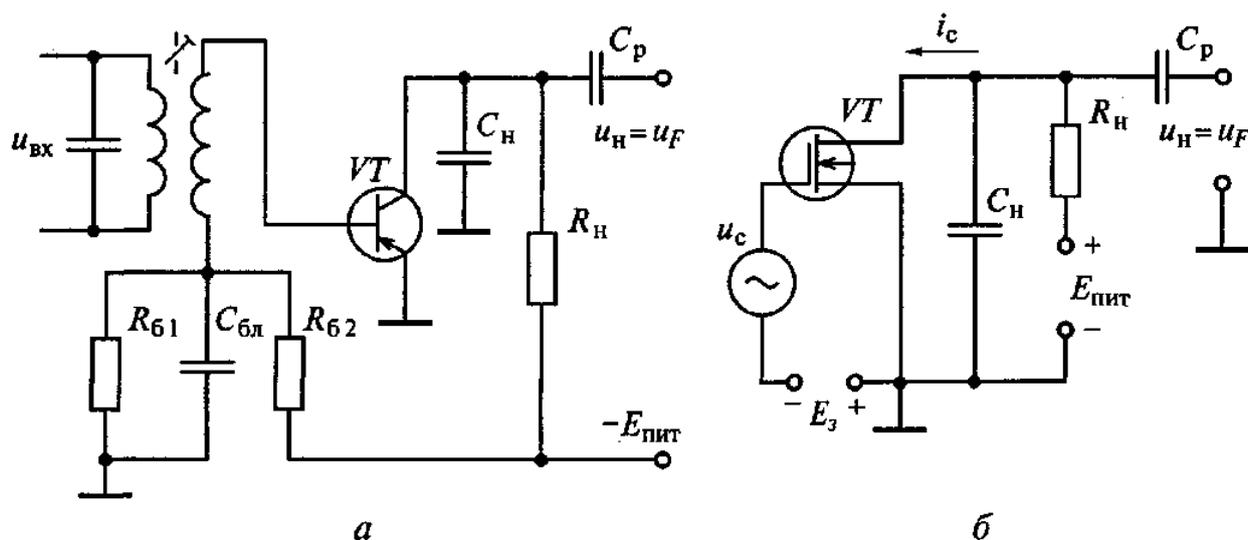


Рисунок 8.9. Схемы коллекторного (а) и стокового (б) АД

ствует и излому проходной характеристики в силу связи токов базы  $I_B$  и коллектора  $I_K = h_{21Э} I_B$ , где  $h_{21Э}$  - коэффициент передачи тока в цепи с ОЭ. В транзисторных АД выпрямление происходит одновременно в цепях базы и коллектора.

В амплитудном коллекторном детекторе транзистор включен по схеме с ОЭ, а постоянная времени базовой цепи удовлетворяет условию  $C_{БЛ} R_{Б1} \ll 1/(2\pi F_H)$  при сопротивлении резистора  $R_{Б1}$  в базовом делителе порядка единиц килоом. Сопротивление нагрузки коллекторной цепи  $R_H$  выбирают в 2...3 раза больше входного сопротивления последующего УЗЧ. Емкость конденсатора  $C_H$  фильтрующая составляющую несущей частоты  $f_c$ , должна удовлетворять условию (8.1).

Физические процессы в АД на полевых транзисторах (см. рис 8.9, б) проще, чем в АД на биполярных транзисторах. Во-первых, ток затвора близок к нулю, а ток стока зависит от напряжения затвор - исток. Полевой транзистор проявляет себя здесь как генератор тока. Рабочая точка дополнительным напряжением смещения  $E_з$  выбирается вблизи нижнего перегиба динамической характеристики зависимости тока стока  $I_C$  от напряжения затвор - исток  $u_{зл}$ . Это обеспечивает почти запертое состояние транзистора при отсутствии на входе высокочастотного АМ - сигнала  $u_c(t)$ . Стоковые АД обладают большим входным сопротивлением.

## 8.5 Синхронный демодулятор АМ - сигналов

Рассмотренные выше детекторы представляют по существу *некогерентный способ приема сигналов*, отличающийся низкой помехоустойчивостью и достаточно большим уровнем нелинейных и частотных искажений.

Более высокими параметрами как по помехоустойчивости, так и по качественным характеристикам обладает *когерентный прием АМ - сигнала*. Когерентный способ демодуляции осуществляется с помощью ФД, работающего в синхронном режиме.

*Синхронный демодулятор* представляет собой вырожденный преобразователь частоты, у которого колебания опорного генератора и сигнала синфазны. Используя информацию о фазе сигнала, удается полностью исключить ортогональную к сигналу составляющую помехи и обеспечить более высокую помехоустойчивость приемного устройства. *Синхронный демодулятор АМ-колебаний является частным случаем преобразователя частоты с нулевой промежуточной частотой.*

Синхронные демодуляторы широко используются в приемниках прямого преобразования, квадратурных приемниках для разделения двухпрограммной передачи на одной несущей частоте, а также в приемниках с однополосной амплитудной модуляцией сигналов.

В [2, 4, 6, 9 - 11] приводятся схемы синхронных детекторов и даются рекомендации по их применению.

Для амплитудного детектирования широко применяются интегральные микросхемы – ИМС. Применяются два основных метода детектирования:

детектирование сигналов на диодах и транзисторах, где, например, эмиттерный переход используется для создания детектора сигнала, а коллекторный - для создания детектора АРУ;

синхронное детектирование сигналов с использованием системы ФАПЧ. В этом случае ИМС (полупроводниковые и гибридные) могут содержать либо отдельный детектор АМ-сигналов (например, ИМС типа К224ХА3), либо несколько функциональных узлов (например, УПЧ, детектор АМ-сигналов, устройство АРУ в микросхеме К237ХА2).

Подробные сведения о применении ИМС для АД даются в [2, 11].

## 8.6 Искажения в амплитудных детекторах

Искажениями при детектировании сигналов с АМ называют отклонения формы выходного напряжения от огибающей  $U_d(t)$  входных высокочастотных колебаний. Проанализируем источники искажений при демодуляции АМ-сигналов.

1. *Нелинейные искажения из-за нелинейности ВАХ активного элемента.* В реальных условиях вследствие большого диапазона напряжений при

АМ избежать нелинейных искажений сложно (см. рис. 8.2). Минимально допустимое напряжение несущей на входе АД выбирают по допустимому коэффициенту нелинейных искажений при  $m = 0,8$ .

2. *Нелинейные искажения, обусловленные инерционностью детектора.* При модуляции, когда постоянная времени разряда  $R_H C_H$  велика, напряжение на нагрузке  $U_H(t)$  падает медленнее, чем огибающая  $U_C(t)$ . Форма напряжения  $U_H(t)$  отличается от огибающей  $U_C(t)$ , что соответствует появлению нелинейных искажений радиовещательного сообщения.

Нелинейных искажений, обусловленных инерционностью детектора, не будет, если выполняется условие (8.17). Физически обоснованной является подстановка в (8.17) эквивалентной частоты радиовещательной программы  $F_{ЭКВ}$ . Экспериментальные исследования показали, что для мужского голоса  $F_{ЭКВ} = 700 \dots 800$  Гц, для женского  $F_{ЭКВ} = 1000 \dots 1100$  Гц, для музыки  $F_{ЭКВ} = 1200 \dots 1400$  Гц. Тогда для  $m = 0,8$

$$R_H C_H \ll 0,12 / F_{ЭКВ}. \quad (8.18)$$

Уменьшение постоянной времени  $R_H C_H$  снижает искажения, но уменьшает коэффициент передачи АД и увеличивает пульсации выходного напряжения. Поэтому значение  $R_H C_H$  выбирают из компромиссного условия  $R_H C_H > (2 \dots 3) T_C$ . Если условие (8.17) не выполняется, то можно применить двухтактный АД, увеличивающий частоту пульсаций вдвое и позволяющий поэтому уменьшить вдвое постоянную времени  $R_H C_H$  [2].

Другие виды искажений, а также рекомендации по их устранению (ослаблению) даются в [2-3, 11].

## 8.7 Детектор импульсных сигналов

Детектирование импульсных сигналов бывает двух видов:

- преобразования радиоимпульса в видеоимпульс. Такой детектор называется *импульсным детектором*;
- преобразование последовательности видеоимпульсов с разной амплитудой в напряжение, повторяющее форму огибающей. Такой детектор называется *пиковым детектором*.

Оба вида детекторов работают по принципу диодного АМ детектора, структурная схема которого приведена на рис. 8.10

Из теории пиковых детекторов известно, что на коэффициент передачи пикового детектора ока-

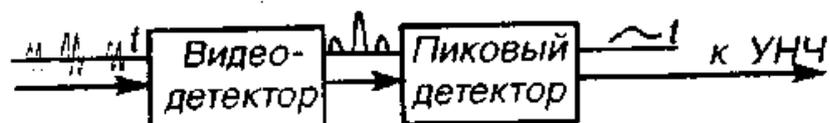


Рисунок 8.10. Детектор импульсных сигналов

зывает влияние скважность ( $q$ ), т. е. отношение периода повторения импульсов  $T_{II}$  к длительности импульса

$$\tau_{II} \rightarrow q = T_{II} / \tau_{II}.$$

Коэффициент передачи пикового детектора  $K_D = 1/[1 + q/(SR_H)]$ .

В импульсных детекторах постоянная времени нагрузки должна быть больше периода несущего колебания  $T_C$ , но не меньше длительности импульса  $\tau_H$ . При этом передний фронт импульса короче заднего фронта.

## 8.8 Детектор однополосных сигналов

Детектор однополосных сигналов работает в приемниках, принимающих сигналы только одной боковой полосы при отсутствии несущего колебания. Задача детектора одной боковой получить разность частот между величиной принятого сигнала и величиной подавленной несущей. Роль восстановленной несущей играет вспомогательный генератор, вырабатывающий частоту подавленной несущей. *Детектор однополосных сигналов работает по принципу синхронного детектора*, когда на его вход подаются два напряжения разной частоты: частоты принятого сигнала и частоты восстановленной несущей. В результате биений на выходе нелинейных элементов (диодов) получается разностная частота, что и повторяет закон изменения передаваемого сообщения.

Обобщенная структурная схема детектора с одной боковой приведена на рис. 8.11.

Для уменьшения нелинейных искажений необходимо, чтобы напряжение вспомогательного генератора значительно превышало напряжение принятого полезного сигнала.

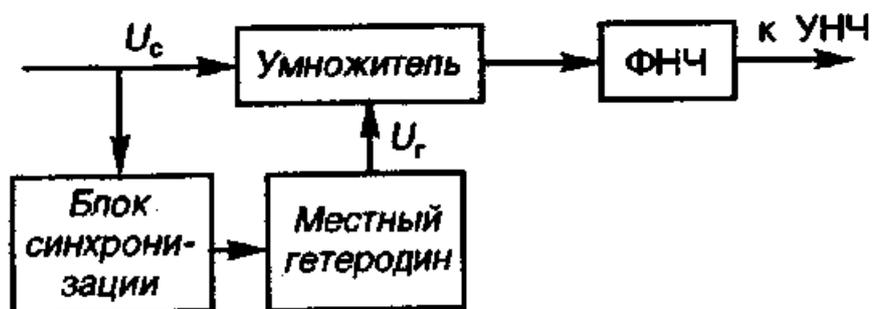


Рисунок 8.11. Детектор однополосных сигналов

## 9 ДЕТЕКТОРЫ ЧАСТОТНО – МОДУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

### 9.1 Параметры и характеристики частотных детекторов

**Частотный детектор** (ЧД) представляет собой устройство, напряжение на выходе которого определяется отклонением мгновенной частоты входного сигнала от определенного среднего значения. Детектирование (демодуляция) восстанавливает сообщения со спектром на более низких частотах.

Радиосигнал с частотной модуляцией (ЧМ) можно представить в виде

$$u_c(t) = U_c \cos[\omega_c(t) \cdot t + \Phi_c]. \quad (9.1)$$

В выражении (9.1) амплитуда высокочастотного колебания  $U_c$  постоянна, а частота содержит медленно изменяющийся параметр  $\omega_c(t)$ , в котором и заключена информация о модулирующей функции  $s_M(t)$ .

Мгновенная круговая частота

$$\omega_c(t) = \omega_0 + \omega_{c_m} s_M(t) \quad (9.2)$$

радиосигнала (9.1) изменяется пропорционально модулирующей функции  $s_M(t)$  колеблясь вокруг своего среднего значения. Здесь девиация частоты  $\omega_{c_m}$  представляет амплитуду отклонения частоты сигнала от своего среднего значения.

Ширина частотных составляющих спектра сигнала, обусловленная частотной модуляцией (9.2), во много раз меньше несущей частоты  $\omega_0$  в отсутствие модуляции.

В качестве модели радиосигнала с ЧМ при анализе основных характеристик и испытаниях радиоприемников применяют моногармонический закон модуляции:

$$\omega_c(t) = \omega_0 + \omega_{c_m} \sin(2\pi Ft).$$

К частотным детекторам предъявляются требования по обеспечению максимального коэффициента передачи, минимального уровня вносимых искажений, максимального входного сопротивления и минимального напряжения сигнальной (промежуточной) частоты на выходе устройства.

В ЧД возможны нелинейные и линейные искажения сигнала. Линейные искажения обусловлены наличием в детекторе инерционных элементов, главным образом емкостей.

Нелинейные искажения оцениваются коэффициентом гармоник

$$k_G = \sqrt{U_{2F}^2 + U_{3F}^2} / U_{1F},$$

где  $U_{1F}, U_{2F}, U_{3F}$  — амплитуды гармоник на выходе детектора.

Характеристика детектирования частотного детектора представляет собой зависимость амплитуды выходного напряжения детектора ( $U_{\text{ВЫХ}}$ ) от частоты входного сигнала  $f = \omega/2\pi$  при постоянной амплитуде  $U_c$ . Детекторная характеристика ЧД показана на рис.9.1.

Качество детектирования определяется шириной и линейностью рабочего участка характеристики (участок  $AB$  на рис. 9.1). Рабочей полосой частотной характеристики  $\Pi_{\text{ЧД}}$  называется полоса (раствор) между экстремальными значениями детекторной характеристики. Крутизна детекторной характеристики вычисляется по формуле

$$S_{\text{ЧД}} = \left. \frac{dU_{\text{ВЫХ}}}{df_c} \right|_{f_c=f_0}.$$

Размах  $2\Delta f_{\text{лин}}$  линейного участка детекторной характеристики определяет возможность детектирования ЧМ-сигналов с шириной спектра частот не более  $2\Delta f_{\text{лин}}$ .

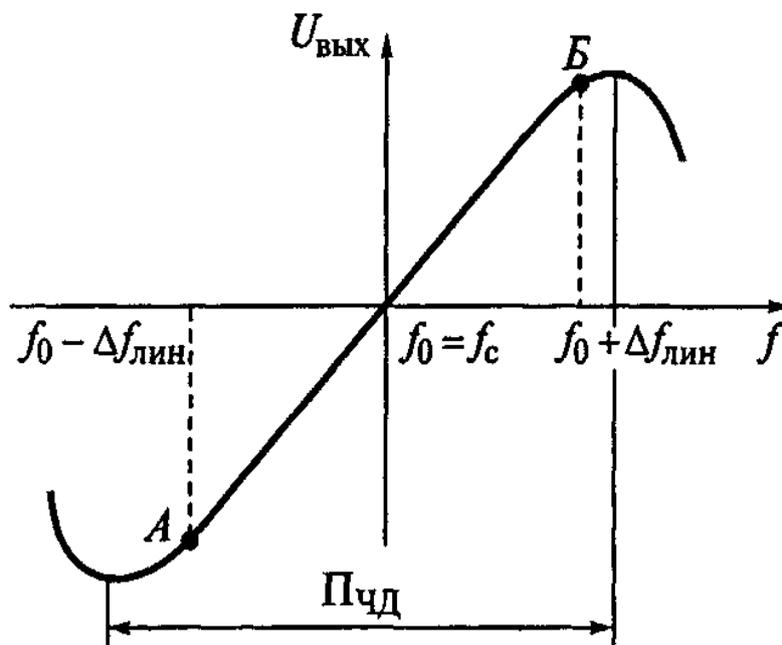


Рисунок 9.1. Детекторная характеристика ЧД

## 9.2 Типы частотных детекторов

*Принцип частотного детектирования состоит в преобразовании сигнала с частотной модуляцией в линейной системе в колебания с другим видом модуляции. В последующем осуществляется детектирование преобразованного колебания безынерционной нелинейной цепью. В зависимости от принципа действия различают:*

-частотно-амплитудные детекторы, в которых осуществляется преобразование колебаний с частотной модуляцией в колебания с амплитудной модуляцией с последующим амплитудным детектированием;

-частотно-фазовые детекторы, в которых осуществляется преобразование колебаний с частотной модуляцией в колебания с фазовой модуляцией (ФМ) с последующим фазовым детектированием;

-частотно-импульсные детекторы, в которых осуществляется преобразование колебаний с частотной модуляцией в последовательность прямоугольных импульсов, частота которых пропорциональна изменению частоты

сигнала относительно среднего значения частоты настройки контуров. Напряжение на выходе можно сформировать с помощью счетчика импульсов. Такие детекторы называются импульсно-счетными.

*По конструктивному исполнению различают:*

- частотные детекторы с одиночным расстроенным контуром;
- частотные детекторы с двумя расстроенными контурами балансного типа;

- балансные детекторы с двумя настроенными контурами, в которых происходит преобразование колебаний с частотной модуляцией в колебания с фазовой модуляцией с последующим фазовым детектированием;

- дробные детекторы, или детекторы отношений;

- частотные детекторы на линиях задержки;

- цифровые частотные детекторы.

В УПОС наибольшее распространение получили частотные детекторы с двумя расстроенными контурами, частотные детекторы с настроенными контурами и дробные детекторы. Эти детекторы, построенные по балансной схеме, имеют более линейные характеристики детектирования, проходящие через нуль, чем другие виды детекторов.

*Частотный детектор с настроенными связанными контурами* относится к типу частотно-фазовых детекторов. Здесь используется принцип преобразования колебаний с частотными изменениями в сигналы с амплитудной модуляцией с последующим синхронным детектированием. Частотный детектор с настроенными связанными контурами применяется в РПрУ из-за простоты регулировки и эксплуатации, а также из-за хорошей линейности детекторной характеристики и значительной ее крутизны. Недостатком такого детектора является чувствительность к паразитной АМ, т.е. требуется входной амплитудный ограничитель.

От этого недостатка в значительной мере свободен *детектор отношений*, или *дробный детектор*. В детекторе на основе интегральных и гибридных схем отношений (например, на основе ИМС типа К224Д2С) практически отсутствует сопутствующая паразитная модуляция, которая вызывается различием параметров диодов. Дробный детектор нашел применение в приемниках среднего класса, так как построение ЧД с отдельным амплитудным ограничителем позволяет получить лучшие технические характеристики.

### **9.3 Частотные детекторы с расстроенными контурами**

Схема частотного детектора на двух взаимно расстроенных контурах приведена на рис. 9.2. В выходную цепь транзистора  $VT$  посредством трансформаторной связи включены два колебательных контура  $L_{K1} C_{K1}$  и  $L_{K2} C_{K2}$  с резонансными частотами  $f_{01}$  и  $f_{02}$ . Частоты настроек располагаются симметрично относительно несущей частоты  $f_0$  входного сигнала.

Графическое построение детекторной характеристики ЧД на двух расстроенных контурах иллюстрирует рис. 9.3. При увеличении частоты сигнала

$f_c$  ее значение приближается к частоте настройки первого контура  $f_{01} = f_0 + \Delta f_0$  и удаляется от резонансной частоты второго контура  $f_{02} = f_0 - \Delta f_0$ . Напряжение на первом контуре растет, а на втором уменьшается.

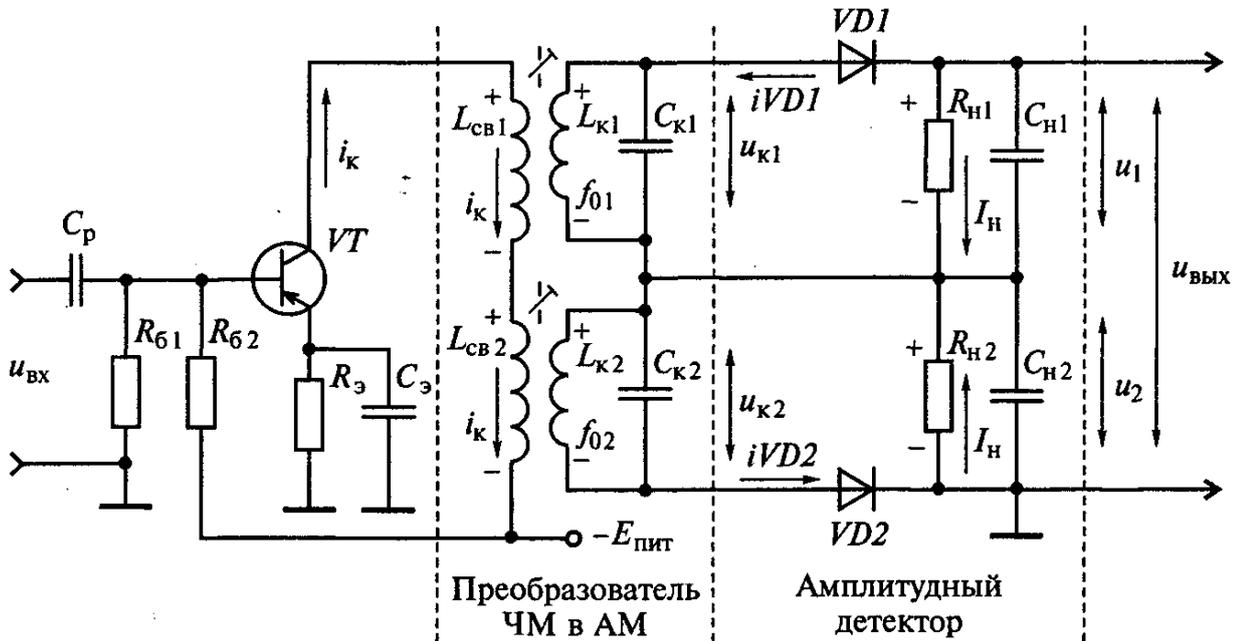


Рисунок 9.2. Схема ЧД на двух взаимно расстроенных контурах

При понижении частоты сигнала, наоборот, напряжение  $u_{к1}$  уменьшается, а  $u_{к2}$  растет. При этом средняя частота сигнала  $f_0$  должна совпадать со средней частотой рабочего участка детекторной характеристики.

Напряжения  $u_{к1}$  и  $u_{к2}$ , снимаемые с контуров, при девиации сигнала  $\Delta f$  и абсолютных расстройках контуров  $\Delta f_1 = \Delta f_0 - \Delta f$  и  $\Delta f_2 = \Delta f_0 + \Delta f$  соответственно имеют амплитудные значения.

$$U_{к1} = \frac{U_0}{\sqrt{1 + \left( \frac{2\Delta f_1}{f_{01}d_{ЭКВ1}} \right)^2}};$$

При условии идентич-

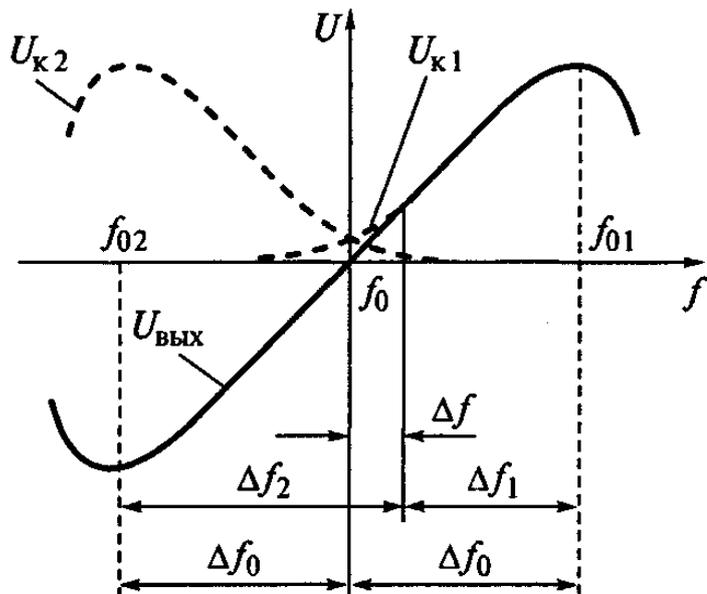


Рисунок 9.3. Графическое построение детекторной характеристики ЧД на двух расстроенных контурах

ности контуров (равенства эквивалентных затуханий  $d_{\text{ЭКВ}}$ ) резонансное напряжение первого и второго контуров  $U_0 = mU_{\text{ВХ}} |\dot{Y}_{21}| R_{\text{ЭКВ}}$ , где  $m$  представляет собой коэффициент связи контура с активным элементом.

Напряжения  $u_{K1}$  и  $u_{K2}$  с контуров подаются на амплитудные детекторы, созданные на диодах  $VD1$  и  $VD2$  (см. рис. 9.2) с нагрузочными элементами  $R_{H1}C_{H1}$  и  $R_{H2}C_{H2}$ . Причем токи диодов через нагрузки  $R_{H1}$  и  $R_{H1}$  текут навстречу друг другу.

На выходе диодных детекторов с коэффициентом передачи  $K_{\text{АД}}$  напряжение представляет собой разность напряжений  $u_{\text{ВЫХ}} = u_1 - u_2 = K_{\text{АД}} (u_{K1} - u_{K2})$ .

Для эффективного детектирования полосы пропускания обоих контуров должны быть одинаковыми. Этому соответствует равенство  $\xi_{01} = \xi_{02} = \xi_0$  обобщенных расстроек первого ( $\xi_{01} = 2\Delta f_0 / f_{01} \cdot d_{\text{ЭКВ}}$ ) и второго ( $\xi_{02} = 2\Delta f_0 / f_{02} \cdot d_{\text{ЭКВ}}$ ) контуров относительно друг друга. В этом случае любой девиации частоты сигнала  $\Delta f$  соответствует обобщенная расстройка контуров  $\xi_1 = \xi_2 = \xi = 2\Delta f_0 / f_0 \cdot d_{\text{ЭКВ}}$ .

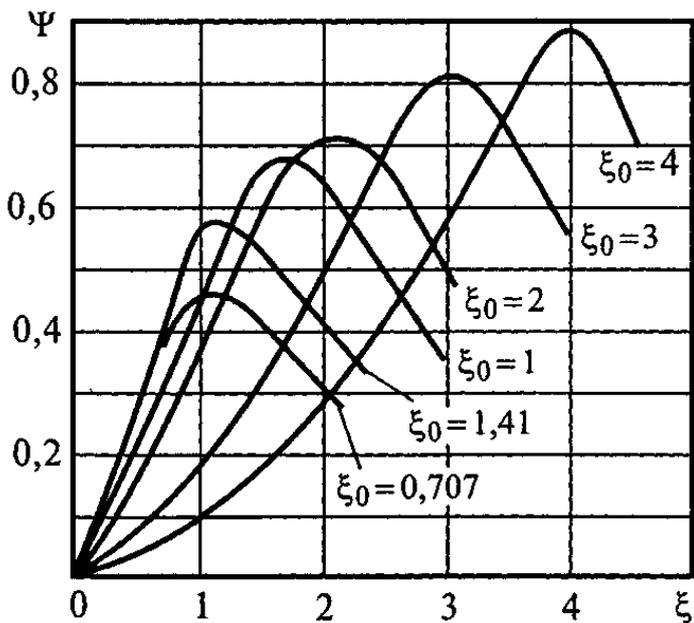
Введем в рассмотрение функцию обобщенной расстройки

$$\Psi(\xi) = \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi_0 - \xi)^2}} - \frac{1}{\sqrt{1 + (\xi_0 + \xi)^2}},$$

представляющую собой нормированную характеристику частотного детектора, тогда

$$U_{\text{ВЫХ}} = mU_{\text{ВХ}} |\dot{Y}_{21}| R_{\text{ЭКВ}} K_{\text{Д}} \Psi(\xi),$$

Поскольку функция  $\Psi(\xi)$  является нечетной симметричной функцией относительно аргумента  $\xi$ , то спектр выходного напряжения не должен содержать четных гармоник. На рис. 9.4 приведен график правой ветви нормированной характеристики ЧД на двух расстроенных контурах. Наибольшая крутизна характеристики получается при обобщенной расстройке



**Рисунок 9.4. График правой ветви нормированной характеристики ЧД на двух расстроенных контурах**

контуров относительно друг друга  $\xi_0 = 1/\sqrt{2} = 0,707$ . Наибольшая линейность

характеристики достигается при выборе  $\xi_0 = \sqrt{1,5}$ . Для получения максимального размаха линейного участка рекомендуется выбирать  $\xi_0 = 2\Delta f_0 / f_0 \cdot d_{ЭКВ} = 2...3..$

Недостатком ЧД на двух взаимно расстроенных контурах является зависимость формы характеристики от расстройки контуров, вызванной дестабилизирующими факторами. Несмотря на сложность в настройке, детектор на двух взаимно расстроенных контурах используется в УПОС, где допустимые нелинейные искажения не должны превышать долей процента.

#### 9.4 Фазовые детекторы

Для детектирования фазомодулированных сигналов используют устройства, которые называются *фазовыми детекторами*. В приемниках фазовые детекторы входят в состав частотно-фазовых детекторов и используются в фазовой автоматической подстройке частоты гетеродина.

Радиосигнал с ФМ можно представить в виде  $u_c(t) = U_c \cos[\omega_c t + \Phi_c]$ , где амплитуда высокочастотного колебания  $U_c$  постоянна, а фаза содержит медленно меняющийся по сравнению с  $u_c(t) = U_c \cos(\omega_c t)$  параметр  $\Phi_c(t) = \Phi_{cm} s_M(t)$  в котором и заключена полезная информация. Мгновенное значение  $\Phi_c(t)$  определяется модулирующей функцией  $s_M(t)$  и значением девиации фазы  $\Phi_{cm}$ .

В качестве модели радиосигнала с ФМ при анализе основных характеристик испытываемых радиоприемников применяют моногармонический закон модуляции  $\Phi_c(t) = \Phi_{cm} \sin(2\pi Ft)$ .

*Фазовые детекторы преобразуют высокочастотное напряжение, модулированное по фазе, в напряжение звуковой частоты, изменяющееся по закону модулирующей функции.* Так как фазовая демодуляция основана на фазовом сравнении двух колебаний, то в составе ФД обязательно наличие источника опорного колебания.

Представим детектор в виде шестиполосника, на четыре порта которого поданы колебания  $u_1(t)$  и  $u_2(t)$ . Одно из них, например  $u_1(t) = u_c(t) = U_c \cos[\omega_c t + \Phi_c(t)]$  является полезным сигналом, а второе  $u_2(t) = u_{оп}(t) = U_{оп} \cos[\omega_{оп} t + \Phi_{оп}(t)]$  — опорным колебанием. Напряжение, пропорциональное разности фаз, можно получить на выходе перемножителя колебаний  $u_c(f)$  и  $u_{оп}(f)$ . Выделяя низкочастотную составляющую сигнала на выходе перемножителя фильтром нижних частот, находим, что

$$\begin{aligned} U_{вых}(t) &= K_{фд} U_c U_{оп} \cos[(\omega_c - \omega_{оп})t + \Phi_c(t) - \Phi_{оп}] = \\ &= K_{фд} U_c U_{оп} \cos[(\omega_c - \omega_{оп})t + \Phi_c(t)], \end{aligned}$$

где  $K_{фд}$  — коэффициент передачи ФД.

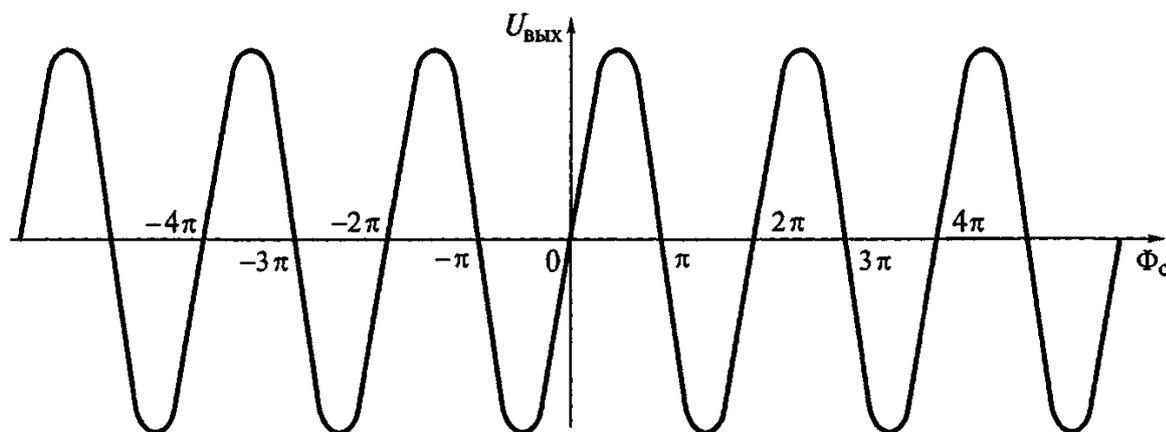
Мгновенное значение разности фаз полезного и опорного колебаний  $\Phi(t)$  можно разложить на две составляющие, первая из которых  $\Phi_\omega = (\omega_c - \omega_{оп})t = 2\pi(f_c - f_{оп})t$  обусловлена разностью частот, а вторая  $\Phi(t) = \Phi_c(t) - \Phi_{оп}$  — разностью их начальных фаз  $\Phi_c(t)$  и  $\Phi_{оп}$ .

Если напряжение опорного колебания имеет начальный сдвиг фаз  $\Phi_{оп} = \pm \pi/2$ , то выходное напряжение

$$u_{вых}(t) = K_{фд} U_c U_{оп} \sin[\Phi_c(t)] \quad (9.3)$$

будет пропорциональна функции  $\sin[\Phi_c(t)]$ . При малых изменениях начальных фаз сигнальных колебаний  $\Phi_c(t)$  справедливо приближение  $\sin[\Phi_c(t)] \approx \Phi_c(t)$ . Тогда выходное напряжение  $u_{вых}(t) = K_{фд} U_c U_{оп} \Phi_c(t)$ , пропорциональное фазе  $\Phi_c(t)$  будет отслеживать модулирующую функцию  $s_M(t)$  сигнала.

Статическая зависимость выходного напряжения ФД от фазы входного сигнала, определяемая формулой (9.3), называется детекторной характеристикой. График детекторной характеристики ФД приведен на рис. 9.5. Выбор начальной разности фаз между полезным и опорным колебаниями, равной  $\pm \pi/2$ , обеспечивает как наибольшую линейность, так и изменение знака выходного напряжения.



**Рисунок 9.5. График детекторной характеристики ФД**

К основным параметрам фазового детектора относятся:

-крутизна детекторной характеристики  $S_{фд} = \frac{dU_{вых}}{d\Phi_c}$  в точке макси-

мального значения крутизны при заданных амплитудах входного и опорного сигналов;

-коэффициент передачи  $K_{\text{ФД}} = U_{\text{ВЫХ max}} / U_C$ , определяемый отношением амплитуд напряжений на выходе и входе детектора.

Искажения модулирующей функции на выходе ФД зависят от линейности рабочего участка детекторной характеристики.

Для детектирования сигналов с ФМ широко применяются балансные детекторы. Схемы балансного и кольцевого диодных ФД показаны приведены в [1-3, 9-11].

Детекторная характеристика балансного ФД не зависит от амплитуды опорного колебания  $U_{\text{оп}}$ , но линейно зависит от амплитуды сигнала  $U_C$  и от изменений фазы  $\Phi_C(t)$  между напряжениями входного  $u_C(t)$  и опорного  $u_{\text{оп}}(t)$  колебаний.

Кольцевой ФД может рассматриваться как соединение двух балансных, работающих на общую нагрузку. При этом выходное напряжение кольцевого ФД в два раза меньше, чем балансного детектора. В то же время в кольцевом ФД вследствие применения диагональных диодов и компенсируются четные гармоники входных сигналов, в результате чего подавляются нежелательные продукты нелинейного преобразования.

Общими недостатками балансных и кольцевых ФД являются невысокий коэффициент передачи и малое входное сопротивление.

## 10 УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРАМИ ТРАКТА ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

### 10.1 Общие сведения

В УПОС наряду с главным трактом приема и обработки сигналов имеется ряд вспомогательных устройств, выполняющих очень важную функцию - *обеспечение устойчивости функционирования УПОС*. Под устойчивостью функционирования обычно понимают свойство аппаратуры сохранять требуемые эксплуатационные характеристики при изменении параметров внешней среды и технического состояния этой аппаратуры в заранее определенных пределах.

Устойчивость функционирования УПОС обеспечивается путем ручного или автоматического управления такими параметрами главного тракта, как частота настройки, коэффициент усиления и ширина полосы пропускания приемника, частота или фаза сигнала гетеродина в супергетеродинном приемнике, уровень ложных тревог в обнаружителях радиолокационных сигналов и др.

В процессе эксплуатации происходит изменение как условий приема, так и параметров приемника. Наличие помех в радиолинии, изменение условий распространения радиоволн, а также изменение расстояния между приемником и передатчиком приводят к тому, что уровень сигнала на входе при-

емника становится случайным. Нестабильность частоты передатчика и наличие эффекта Доплера приводят к случайному изменению частоты принимаемого сигнала. Совокупность указанных факторов ухудшает качественные показатели приема, а в некоторых случаях приводит к появлению существенных ошибок при приеме и обработке информации.

Основное назначение устройств управления (регулировки) параметрами главного тракта приема в процессе эксплуатации состоит в обеспечении наилучших условий приема полезного сигнала. В связи с этим выбор, параметров приемника для регулировки определяется видом применяемой избирательности полезного сигнала, видом и назначением УПОС. Чаще всего в приемниках используется частотная избирательность. Регулировка параметра может быть как ручной, так и автоматической. Ручная регулировка служит для установки исходных показателей УПОС, а автоматическая - для их поддержания на требуемом уровне.

В зависимости от вида регулируемых параметров различают *регулировку коэффициента усиления, регулировку частоты настройки и регулировку полосы пропускания приёмника*. Возможны регулировки и других параметров приемника.

Регулировка усиления может осуществляться в высоко- и низкочастотном трактах приемника. В реальных условиях приема уровень сигнала на входе приемника изменяется на 60...100 дБ. Коэффициент усиления приемника выбирают исходя из обеспечения заданной чувствительности, т. е. уверенного приема слабого сигнала. При увеличении уровня сигнала на входе приемника возможны перегрузка его оконечных каскадов и снижение качественных показателей. Поэтому для обеспечения нормальных условий приема должна производиться регулировка усиления приемника. Случайный характер изменения уровня входного сигнала указывает на то, что регулировка усиления должна быть автоматической (АРУ). Для установки начального уровня усиления используется также ручная регулировка усиления (РРУ).

Регулировка частоты настройки включает в себя предварительную ручную настройку приемника на номинальную частоту принимаемого сигнала и автоматическую подстройку частоты во, время работы приемника. Подстройка частоты осуществляется устройством автоматической подстройки частоты (АПЧ).

Регулировка полосы пропускания необходима для повышения избирательных свойств приемника при воздействии, различного рода помех. Регулировка полосы может производиться как в преселекторе, УПЧ, так и в следдетекторной части приемника.

Современные УПОС все чаще строятся как адаптивные устройства, т. е. приспособляющиеся автоматически к изменяющимся условиям эксплуатации (изменениям помеховой обстановки, частичным отказам аппаратуры и т. п.). Основными элементами таких устройств являются автоматические классификаторы помех и различные автоматические регулировки параметров, выполненные на базе цифровой вычислительной техники. Применение в УПОС

микропроцессорного блока управления открывает широкие возможности для реализации сложных алгоритмов управления и повышения эффективности использования радиотехнических систем в реальных условиях эксплуатации.

## 10.2 Устройства автоматической регулировки усиления

**Основные схемы и характеристики АРУ.** Принцип действия АРУ основан на автоматическом регулировании коэффициента усиления  $K$  главного тракта приема и предварительной обработки сигнала в пределах от  $K_{\max}$  до  $K_{\min}$  при изменении уровня сигнала на входе приемника от  $E_{A \min}$  до  $E_{A \max}$ . Эффективность работы устройств АРУ принято оценивать двумя параметрами - отношением максимальной и минимальной ЭДС сигнала в антенне:  $D_{BX} = E_{A \max} / E_{A \min}$  соответствующим отношением напряжений сигнала на выходе приемника:  $D_{ВЫХ} = U_{ВЫХ \max} / U_{ВЫХ \min}$  и глубиной регулировки:

$$\gamma = \frac{D_{BX}}{D_{ВЫХ}} = \frac{E_{A \max}}{E_{A \min}} \frac{U_{ВЫХ \min}}{U_{ВЫХ \max}} = \frac{K_{\max}}{K_{\min}}.$$

Минимальное значение ЭДС  $E_{A \min}$  соответствует, как правило, чувствительности приемника. При возрастании значения ЭДС сигнала в антенне от  $E_{A \min}$  до  $E_{A \max}$  напряжение на выходе приемника изменится соответственно от  $U_{ВЫХ \min}$  до  $U_{ВЫХ \max}$  при этом обеспечивается  $D_{ВЫХ} \ll D_{BX}$ . Глубина регулировки  $\gamma$  зависит от диапазона изменения сигнала на входе приемника и допустимых пределов изменения, сигнала на выходе приемника.

Основные требования, предъявляемые к АРУ:

- АРУ должна обладать высокой эффективностью регулирования, т. е, высоким значением глубины регулировки  $\gamma$ ;
- не ухудшать соотношение сигнал/шум на выходе приемника;
- не нарушать устойчивой работы усилительных каскадов приемника;
- не вносить искажений в закон модуляции принимаемого радиосигнала;
- не вызывать увеличения нелинейности каскадов усиления, приводящей к образованию дополнительных каналов приема.

**Устройство АРУ включает в себя цепи регулирования и регулируемые каскады усиления.**

Цепь регулирования вырабатывает управляющее напряжение, значение которого определяется уровнем принимаемого сигнала. Обычно цепь регулирования состоит из выпрямителя (детектора АРУ) и фильтра нижних частот (ФНЧ). В зависимости от вида взаимосвязи регулируемых каскадов и цепей регулировки различают обратную, прямую и комбинированную АРУ. На рис. 10.1 приведены структурные схемы названных видов АРУ. Наиболее широкое распространение получили устройства обратной АРУ (или АРУ назад).

В устройстве обратной АРУ (рис. 10.2, а) напряжение регулировки  $E_p(t)$  получают путем детектирования (выпрямления) высокочастотного напряжения  $u(t)$ , т.е.  $E_p(t) = K_V U_{\text{ВЫХ}}(t)$ , где  $U_{\text{ВЫХ}}(t)$  - амплитуда напряжения на выходе УПЧ приемника. С детектора АРУ напряжение  $E_p(t)$  поступает на ФНЧ, где осуществляется фильтрация составляющих сигнала с частотами модуляции. На выход ФНЧ проходит лишь составляющая принятого сигнала, отражающая медленные изменения уровня колебаний несущей частоты. Отфильтрованное таким образом напряжение  $E_p(t)$  поступает на регулируемые каскады усиления, вследствие чего изменяется коэффициент усиления (передачи) каскадов приемника.

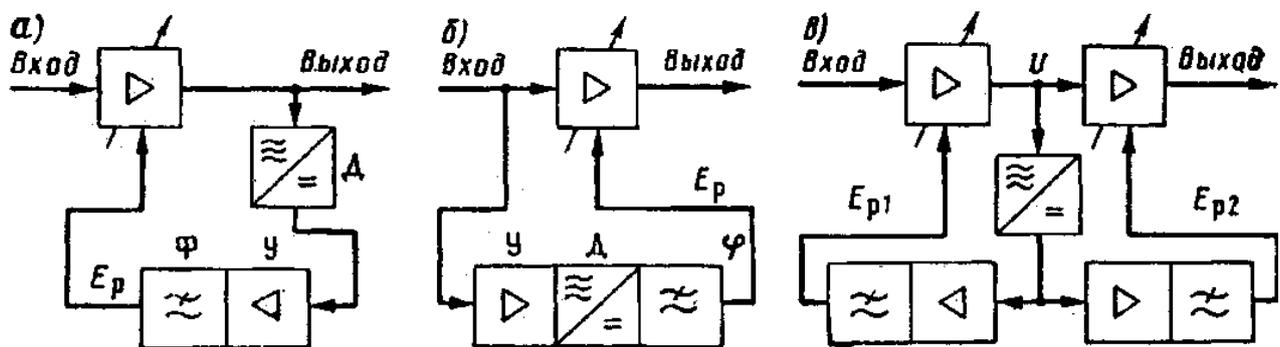


Рисунок 10.1. Основные схемы устройства АРУ:

а) – обратная АРУ; б) – прямая АРУ; в) – комбинированная АРУ

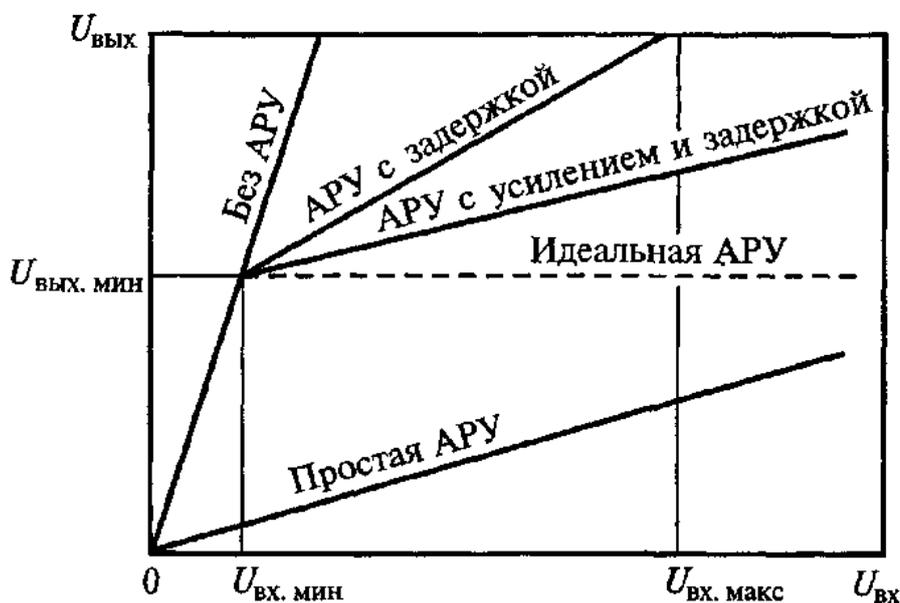
На рис. 10.2 приведены графики амплитудных характеристик регулируемого усилительного канала с простой АРУ, АРУ с задержкой и АРУ с усилением и задержкой, а также для сравнения приведены графики амплитудных характеристик канала без АРУ и с идеальной АРУ.

Идеальная амплитудная характеристика усилительного канала с системой АРУ при условии  $U_{\text{ВХ}} \geq U_{\text{ВХ min}}$  должна представлять собой прямую линию, параллельную оси абсцисс (пунктирная линия на рис. 10.2).

При амплитуде входного напряжения  $U_{\text{ВХ}} > U_{\text{ВХ min}}$  коэффициент усиления  $K_0 = U_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}}$  под действием цепи идеальной АРУ уменьшается, стремясь обеспечить постоянство амплитуды колебаний на выходе  $U_{\text{ВЫХ}}$ . Напротив, для входных сигналов с амплитудой  $U_{\text{ВХ}} < U_{\text{ВХ min}}$  коэффициент усиления канала  $K_{0 \text{ max}}$  максимален и постоянен, из-за чего усиливаются шумы приемника.

Регулировку без нарушения непрерывности закона регулирования при снижении входного сигнала ниже уровня чувствительности называют *простой АРУ*. При простой АРУ коэффициент усиления канала изменяется при любых изменениях амплитуды входных колебаний (см. рис. 10.2). Система АРУ обеспечивает изменение уровня сигнала на выходе тракта радиочастоты

в пределах 6 дБ при изменении амплитуды входного напряжения не более 26 дБ. Недостаток простой АРУ состоит в том, что коэффициент усиления радиотракта уменьшается и при приеме слабых сигналов, когда этого не требуется.



**Рисунок 10.2. Графики амплитудных характеристик регулируемого усилительного канала**

В АРУ с задержкой, пока амплитуда входных колебаний не превысит уровня  $U_{ВХ\ min}$ , коэффициент усиления канала  $K_{0\ max}$  максимален и изменяется. Как следствие этого, амплитудные характеристики канала без АРУ и с АРУ с задержкой в случае  $U_{ВХ} < U_{ВХ\ min}$  совпадают. При амплитудах входных колебаний  $U_{ВХ} > U_{ВХ\ min}$  АРУ с задержкой уменьшает коэффициент усиления канала.

Задержка уровня срабатывания цепи АРУ осуществляется подачей запирающего смещения на детектор АРУ, на УПТ или в любое другое место цепи АРУ. При введении задержки до ФНЧ на уровень управляющего сигнала влияет коэффициент модуляции сигнала. Если это явление нежелательно, тогда задержка должна вводиться в цепь обратной связи после ФНЧ.

Введение УПТ в цепь АРУ приближает амплитудную характеристику усилительного канала к идеальной (прямая АРУ с усилением и задержкой на рис. 10.2).

С увеличением амплитуды входного сигнала  $U_m$  цепь АРУ начинает перегружаться и ее стабилизирующее действие ослабляется.

**Регулируемые усилители.** Известно, что коэффициент усиления резонансного усилителя определяется выражением:  $K = (mn|Y_{21}|)/G_{\Sigma}$ ,

где  $G_{\Sigma}$  — эквивалентная проводимость нагрузки усилителя;  $m$  и  $n$  — коэффициенты включения, определяющие связь усилителя с предшествующим

щим и последующим каскадами;  $|Y_{21}|$  - крутизна вольтамперной характеристики усилительного прибора (проходная проводимость).

В принципе, изменяя любую из входящих в правую часть выражения величин, можно регулировать усиление. Рассматриваемые способы изменения усиления применимы как для ручных, так и для автоматических регулировок.

**Регуляторы усиления приемника можно разделить на две группы.**

К первой группе относятся так называемые активные регуляторы усиления. Эффект регулировки может быть достигнут за счет изменения крутизны активного элемента в рабочей точке, глубины обратной связи и сопротивления, нагрузки усилительного каскада.

Ко второй группе относятся пассивные регуляторы (аттенюаторы), представляющие собой четырехполюсники с переменными коэффициентами передачи и используемые в качестве элементов межкаскадных связей усилителя [1-4,].

Эффект регулировки усиления может быть достигнут изменением режима работы усилительного прибора по постоянному току. Поэтому *такая регулировка называется режимной*.

Наиболее эффективное управление крутизной достигается при изменении смещения на управляющем электроде активного элемента. В каскадах на полевых транзисторах регулировка усиления осуществляется путем изменения смещения на затворе практически без изменения входной и выходной проводимостей каскада [1-4]. Зависимость крутизны сток - затворной характеристики полевых транзисторов от напряжения на затворе имеет протяженный линейный участок.

В усилителях на биполярных транзисторах напряжение регулировки подается в цепь базы или эмиттера изменение характеристики транзистора по постоянному току приводит к изменению практически всех параметров каскада. Поэтому коэффициент усиления зависит не только от напряжения регулировки, но и от параметров каскада.

Различные способы и схемные решения режимных регулировок усиления приведены в [1-4].

### **10.3 Особенности работы АРУ в приемниках импульсных сигналов**

Уровень сигнала на входе приемника импульсных сигналов может меняться в значительных пределах. Динамический диапазон можно сжать с помощью быстродействующей автоматической регулировки усиления (БАРУ) и временной регулировкой усиления (ВАРУ).

Быстродействующая АРУ может резко снизить чувствительность приемника при наличии на его входе сильной импульсной помехи. Причиной возникновения таких помех, например, в радиолокации являются отражения радиосигнала от местных предметов (гор, крупных зданий и т. д.). Наличие

мощных помех приводит к насыщению усилительных приборов приемника. В результате этого происходит потеря слабых полезных сигналов.

Для предотвращения маскировки полезного сигнала мощной помехой необходимо использовать усилитель с управляемым смещением рабочей точки усилительного прибора. При мощной помехе цепью АРУ вырабатывается смещение - напряжение регулировки  $E_p$ , под воздействием которого рабочая точка усилительного прибора смещается влево от ВАХ. В результате усилитель не перегружается и информация о полезном сигнале не теряется. При этом система БАРУ должна быть инерционной по отношению к полезному сигналу и безынерционной по отношению к импульсной помехе. Это достигается соответствующим выбором постоянной времени  $\tau_{\text{БАРУ}}$ . При малом значении  $\tau_{\text{БАРУ}}$  по сравнению с длительностью  $\tau_{\text{И}}$  импульсного сигнала происходит дифференцирование сигнала. При большом значении  $\tau_{\text{БАРУ}}$  устройство АРУ становится инерционным и не обеспечивает ослабление помехи. На практике  $\tau_{\text{БАРУ}}$  принимают равной  $(2...10)\tau_{\text{И}}$ .

На рис. 10.3 приведена структурная схема двухкаскадного усилителя с БАРУ. Она включает в себя регулируемые каскады усилителя, детектор БАРУ и эмиттерный повторитель. Для повышения эффективности работы БАРУ вместо эмиттерного повторителя часто используют усилитель постоянного тока или несколько колец регулирования. Объединять одной цепью БАРУ несколько каскадов УПЧ не рекомендуется, так как при этом снижается устойчивость их работы.

**Для предотвращения перегрузки каскадов радиолокационного приемника сигналами, отраженными от местных предметов, кроме БАРУ, может применяться устройство временной регулировки усиления (ВАРУ).**

Принцип работы ВАРУ основан на изменении чувствительности приемника в течение периода повторения импульсов по заранее известному закону. Амплитуда сигнала, отраженного от цепи, обратно пропорциональна второй степени времени  $t$  распространения сигнала от РЛС до цели, т. е.,

$$U_c(t) = \gamma_3 t^{-2},$$

где  $\gamma_3$  - постоянный коэффициент, зависящий от энергетического потенциала РЛС и ЭПР цели.

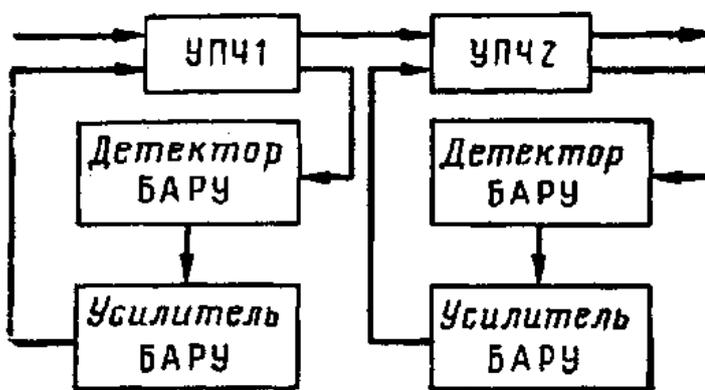


Рисунок 10.3. Структурная схема лвхкаскадного УПЧ с БАРУ

Поэтому для обеспечения постоянного значения  $E_p$  напряжения на выходе УПЧ необходимо изменять во времени коэффициент усиления приемника по квадратичному закону:

$$K(t) = \frac{U_0}{U_c(t)} = At^2; \quad A = \frac{U_0}{\gamma_{\Sigma}}$$

С этой целью каждый импульс синхронизации подается на устройство ВАРУ (рис. 10.4, а), которое вырабатывает требуемый закон изменения

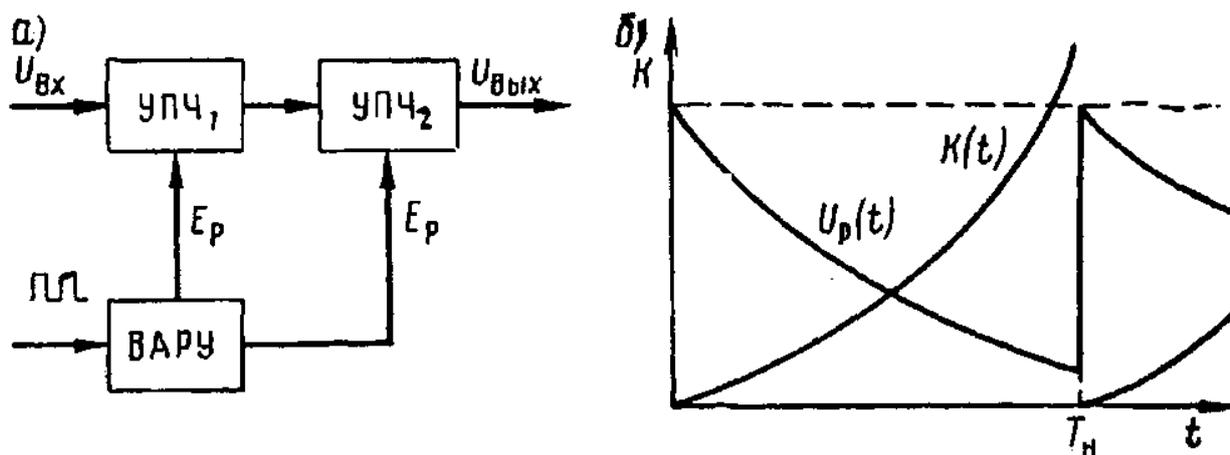


Рисунок 10.4. Схема (а) и диаграмма работы (б) устройства ВАРУ

напряжения регулировки  $E_p$ . В соответствии с этим законом изменяется коэффициент усиления приемника (рис.10.4, б).

Обычно для получения квадратичной зависимости коэффициента усиления от времени проводят регулировку двух последовательных каскадов усилителя, каждый из которых имеет линейную регулировочную характеристику.

Временная АРУ позволяет регулировать усиление в большом динамическом диапазоне по заранее заданному закону, что является ее несомненным достоинством. Недостаток состоит в том, что устройство ВАРУ не может обеспечить постоянный уровень сигнала на выходе приемника РЛС для объектов с различной отражающей способностью.

#### 10.4 Регулировка полосы пропускания

В радиоприемных устройствах, предназначенных для приема различных по ширине спектра радиосигналов, обязательно необходимо использование регулировки полосы пропускания. Как известно, общая полоса пропускания приемника определяется в основном полосой пропускания тракта основной промежуточной частоты и определяется соотношением

$$\Delta F_{ПЧ} = \Delta F_C + 2\Delta f_H,$$

где  $\Delta F_C$  - ширина спектра принимаемого сигнала;  $\Delta f_H$  - запас на нестабильность радиолинии.

Можно обеспечить прием сигналов и без регулировки полосы пропускания, сделав ее настолько большой, чтобы самый широкополосный сигнал без искажений воспроизводился на выходе приемника. Однако для более узкополосных сигналов такая полоса будет избыточной, и прием будет производиться с пониженной помехоустойчивостью. Целесообразно иметь возможность сужать полосу пропускания до минимально возможной величины, обеспечивающей высокое качество воспроизведения формы сигнала.

Иногда в условиях сильных помех приходится даже сужать полосу пропускания так, чтобы она была уже полосы спектра, обеспечивая таким образом максимум отношения  $P_C/P_{ш}$ .

Регулировка полосы пропускания может осуществляться как вручную, так и автоматически. Чаще используется ручная регулировка. По способу осуществления регулировка делится на дискретную и плавную.

Регулировка полосы пропускания радиоприемника может производиться двумя основными способами:

- переключением полосовых фильтров в тракте ПЧ;
- изменением коэффициентов связи между звеньями многозвенных фильтров основной селекции.

Регулировка путем изменения коэффициентов связи между звеньями фильтра приводит к изменению коэффициента прямоугольности и избирательных свойств тракта. Кроме того, при такой регулировке форма амплитудной и фазочастотной характеристик фильтра искажается, что приводит к дополнительным искажениям принимаемого сигнала. Поэтому в профессиональных радиоприемниках регулировка полосы пропускания производится в основном путем переключения полосовых фильтров.

Регулировка полосы пропускания радиоприемника в принципе не является однонаправленной, поскольку при увеличении полосы пропускания каскада его коэффициент усиления уменьшается. Поэтому регулировка полосы пропускания должна быть сопряжена с регулировкой усиления.

Выбор способа регулировки полосы пропускания в основном определяется выбранными для реализации избирательности фильтрами.

**Регулировка с помощью LC фильтров.** Наиболее просто регулировка полосы осуществляется в приемниках, где избирательность по соседним каналам обеспечивается двухконтурными фильтрами.

Изменять полосу пропускания двухконтурного фильтра можно изменением:

- затухания контуров;
- коэффициента связи между ними;
- взаимной расстройкой контуров относительно средней частоты.

Лучшие результаты дает регулировка за счет изменения параметра связи  $\eta = k_{CB} / \sqrt{d_{Э1}d_{Э2}}$ ,  $k_{CB} = X_{CB} / \sqrt{\rho_{Э1}\rho_{Э2}}$  (сопротивления связи контурами).

Увеличение параметрам  $\eta$  в 4 раза расширяет полосу примерно в 3 раза. Пределы регулировки ограничены допустимыми значениями  $\eta$ . Известно,

что при возрастании  $\eta$  от единицы и далее кривая избирательности приобретает двугорбый характер. Из условий неискаженного усиления спектра недопустимо, чтобы ордината максимума превышала 1.41, т.е. ординату полосы пропускания.

Изменение осуществляется при емкостной связи с помощью конденсаторов переменной емкости (КПЕ), варикапов, при индуктивной - изменением пространственного расположения катушек связи.

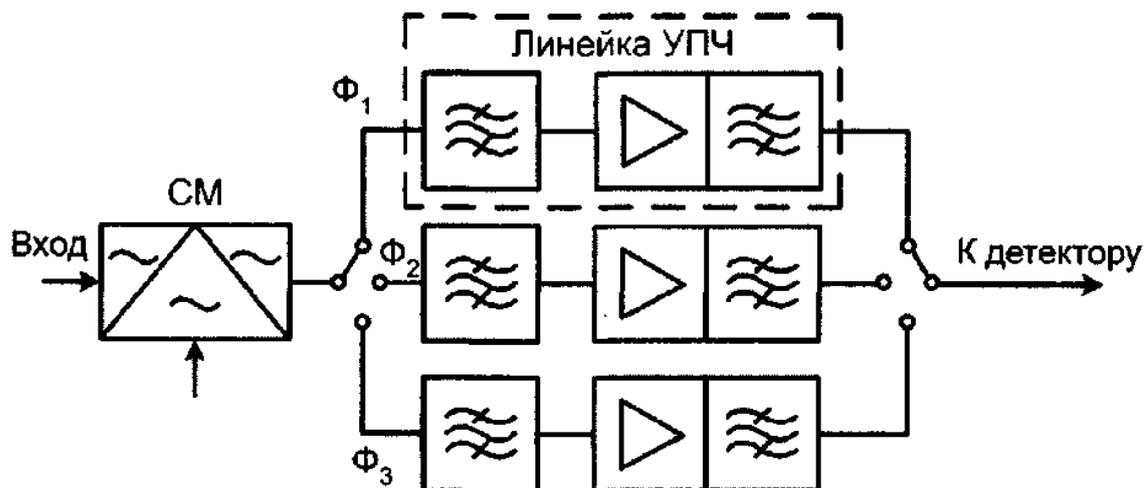
Принцип регулировки полосы пропускания путем расстройки резонансных цепей заключается в следующем. Если два каскада настроены на одну частоту, то полоса пропускания минимальна. При взаимной расстройке каскадов полоса расширяется, однако при этом уменьшается коэффициент усиления, что обычно допустимо, так как расширение полосы происходит при сильных радиосигналах, когда помехи мало влияют на качество приема.

Более эффективно регулировку можно осуществлять при использовании многозвенных  $LC$  и пьезоэлектрических фильтров [2-3, 9-11].

В практических схемах обеспечивается плавная регулировка полосы пропускания более чем в 10 раз (в пределах от 0,3...0,4 до 4...6 кГц).

Регулировка полосы как в  $LC$ , так и пьезоэлектрических фильтрах, сопровождается некоторым изменением усиления каскада.

**Регулировка полосы сменой линеек УПЧ.** Плавная регулировка полосы избирательных систем сопровождается изменением коэффициента пря-



**Рисунок 10.5.** Структурная схема тракта ПЧ со сменой линеек УПЧ

моугольности и ФЧХ фильтров, а, следовательно, изменением избирательности приемника и шумовой полосы.

Если приемник рассчитывается на прием ограниченного числа типов сигналов, то проще использовать дискретную регулировку ПП. Она может быть реализована либо переключением ФСС, либо всей линейки УПЧ (рис. 10.5).

В первом случае фильтры (например, фильтры на ПАВ, электромеханические) меняются только в нагрузке смесителя. Такие фильтры должны обла-

дать высокой избирательностью, определяющей избирательность всего приемника, а избирательные системы УПЧ иметь полосу, большую полосы пропускания самого широкополосного фильтра.

В приемниках на транзисторах удобнее переключать всю линейку УПЧ, чем обеспечивается более высокая надежность РПУ, легче решаются вопросы межкаскадного согласования, выше стабильность характеристик УПЧ.

Рассмотренные виды регулировок полосы пропускания относились к трактам промежуточной частоты. Однако необходимость такой регулировки возникает и в тракте низкой частоты РПУ, и такая регулировка имеет ряд особенностей:

- в НЧ тракте нестабильность радиоприемника не имеет значения, так как после детектирования получается спектр исходного модулирующего сигнала. Следовательно, полосу пропускания тракта можно устанавливать в строгом соответствии со спектром модулирующего сигнала, что также позволяет улучшить соотношение сигнал/шум на выходе приемника;

- для подавления комбинационных помех, возникающих в ходе детектирования, необходимо обеспечить резкий спад частотной характеристики НЧ тракта за пределами спектра сигнала, особенно в области частот выше максимальной частоты спектра;

- применение, как правило, дискретной регулировки ПП в зависимости от вида принимаемого сигнала. Задача регулировки решается с помощью НЧ фильтров, включаемых в определенных сочетаниях в нагрузки усилителей тракта.

Разумное сочетание полос пропускания радиотракта и тракта НЧ позволяет обеспечить оптимальные условия приема сигналов.

В одном и том же устройстве применяются как ручные, так и автоматические регулировки, своими свойствами взаимно дополняя друг друга. Ручные регулировки, как правило, используются для установки исходных параметров приемника. Они применимы и для регулировки параметров в процессе приема, но лишь при условии если изменение параметров сигнала происходит медленно, а, следовательно, допустимо и медленное изменение соответствующего параметра приемника.

При быстрых и хаотических изменениях сигнала, обусловленных особенностями среды распространения, необходимо использовать автоматические системы регулирования.

Ручная регулировка усиления может осуществляться путем изменения режима усилительного прибора по постоянному току, связи между каскадами или эквивалентной проводимости.

Многоцелевое радиоприемное устройство, предназначенное для приема различных видов сигналов, должно иметь регулирующую полосу пропускания. Регулировка полосы осуществляется либо регулировкой параметров фильтров тракта ПЧ, либо коммутацией фильтров, либо сменой всей линейки УПЧ. Последний способ характерен для профессиональных приемников, работающих с большим числом сигналов.

## 11 АВТОМАТИЧЕСКАЯ НАСТРОЙКА И ПОДСТРОЙКА ЧАСТОТЫ.

### 11.1 Общие сведения

Для приема сигнала от требуемой станции в УПОС необходимо выполнить ряд операций управления: включение аппаратуры, настройку на частоту сигнала, коммутацию соответствующих фильтров, подключение оконечных устройств и т.д. Среди названных важными операциями являются:

- настройка приемника на требуемую рабочую частоту, включающая в себя установку необходимых частот гетеродинов (в приемниках супергетеродинного типа) и настройку резонансных цепей преселектора;

- поддержание стабильности установленной частоты в процессе приема для ведения связи без подстройки.

Создание синтезаторов частот позволяет сравнительно легко автоматизировать в приемнике установку частот гетеродинов с очень малым временем срабатывания. Применение системы автоматической подстройки частоты (АПЧ) позволяет осуществлять коррекцию неточности первоначальной установки частоты настройки приемника и уменьшить расстройку, возникающую в процессе приема сигнала за счет нестабильности гетеродина приемника и несущей частоты сигнала.

При перестройке радиоприемника в широком диапазоне необходимо обеспечить быструю настройку на любую частоту при сохранении его основных технических характеристик в пределах допустимых значений. При этом основные трудности возникают при решении следующих задач:

- обеспечение равномерности чувствительности и избирательности во всем диапазоне рабочих частот;

- обеспечение заданной частотной точности настройки;

- обеспечение заданной скорости перестройки;

- обеспечение заданных (минимально возможных) размеров системы перестройки.

Решение первых двух задач может быть обеспечено только разбивкой всего диапазона рабочих частот радиоприемника на поддиапазоны, но при этом существенно усложняется решение двух последних задач.

Следовательно, наибольшие трудности для процесса автоматизации настройки вызывает быстрая автоматическая перестройка приемника, при которой происходит включение нужного поддиапазона и перестройка резонансных систем.

Системы АПЧ, применяемые в РПУ, по назначению и характеру решаемых задач можно разделить на два основных класса:

1. Системы АПЧ, представляющие собой следящие узкополосные фильтры.

2. Системы АПЧ, обеспечивающие стабилизацию промежуточной частоты на выходе преобразователя частоты.

Первый класс систем АПЧ представляет собой по существу избираемые четырехполюсники со следящей настройкой, применяемые для узкополосного выделения сигналов на фоне помех. Такие системы широко применяются в синтезаторах частоты для выделения одного колебания из сетки частот.

Системы второго класса позволяют уменьшить изменения промежуточной частоты приемника, обусловленные различными дестабилизирующими факторами. *Такая стабилизация частоты позволяет избежать излишнего расширения полосы пропускания приемника.*

## 11.2 Назначение, принципы построения и типы систем АНП и АПЧ

Для современных РПУ характерна автоматизация процессов настройки. При этом, как правило, предусматривается возможность реализации местного и дистанционного управления РПУ, а также работы приемника по программе перестройки. Цель автоматической настройки приемника (АНП) на рабочую частоту должна обеспечить:

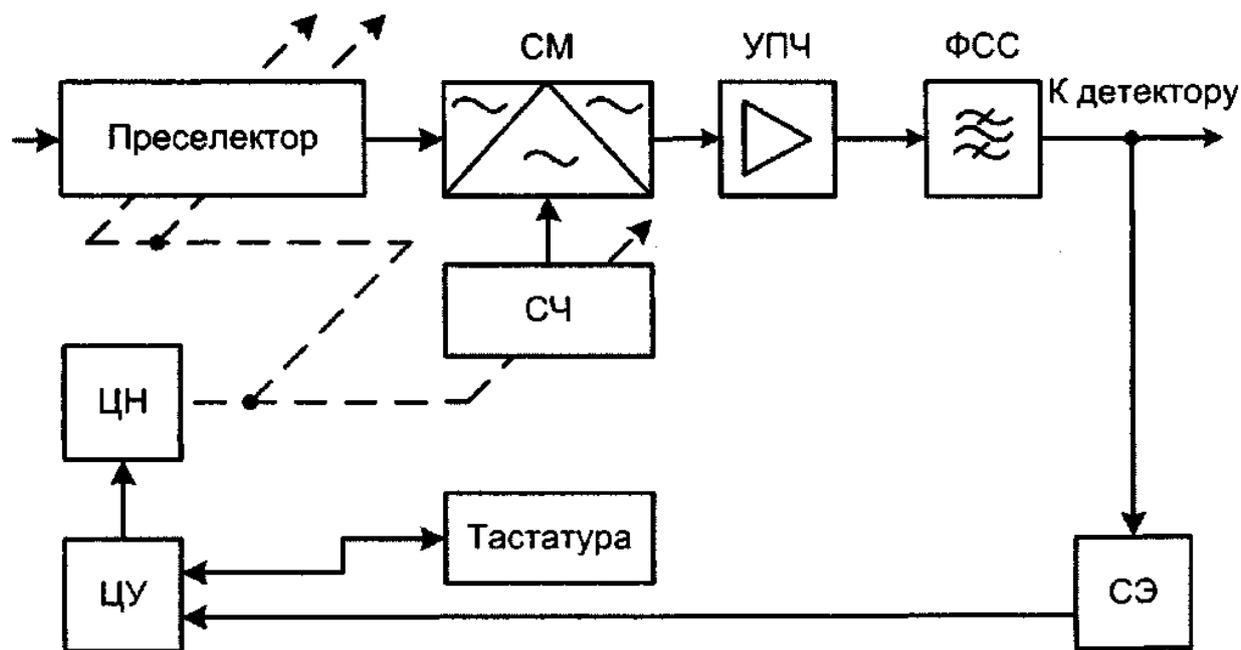
- переключение всех необходимых элементов при переходе с одной частоты на другую;
- подстройку этих элементов при воздействии дестабилизирующих факторов для обеспечения требуемой частотной точности.

В общем случае система автоматической настройки относится к системам автоматического регулирования, в основе которых лежит использование разности, получающейся при сравнении регулируемого параметра с номинальным значением, для компенсации отклонения значения регулируемого параметра. Как правило, в современных РПУ таким регулируемым параметром является промежуточная частота приемника. Принцип автоматической настройки приемника представлен на рис. 11.1.

После набора нужного значения частоты на тастатуре на выходе ФСС пропадает равенство промежуточной частоты своему номиналу и сравнивающий элемент СЭ вырабатывает специальный управляющий сигнал, свидетельствующий о начале настройки. В приведенной схеме перестройке подвергаются селективные цепи преселектора и гетеродина (синтезатора частоты) до тех пор, пока промежуточная частота на выходе фильтра сосредоточенной селекции ФСС не станет равной номинальной. При этом цепью управления ЦУ формируется команда, по которой цепь настройки ЦН формирует требуемые значения настроечных элементов преселектора и гетеродина. В процессе настройки выбирается нужный поддиапазон, устанавливается необходимая частота гетеродина и осуществляется перестройка резонансных цепей преселектора в пределах выбранного поддиапазона. После окончания настройки РПУ готов к приему, о чем также свидетельствует специальный сигнал.

Большинство систем автоматической настройки РПУ в зависимости от применяемых способов управления можно разделить на: *электромеханические, электронные и комбинированные.*

В *электромеханических системах* обычно используется электродвигатель, а настройка осуществляется с помощью конденсаторов переменной емкости (КПЕ). Применение КПЕ обуславливается рядом его достоинств, таких как большой коэффициент перекрытия по емкости, высокая добротность и линейность контура с КПЕ. К недостаткам можно отнести большие габариты узла настройки и ограниченное из-за сложности конструкции число синхронно перестраиваемых по высокой частоте контуров, невысокую надежность и, что существенно, значительное время настройки.



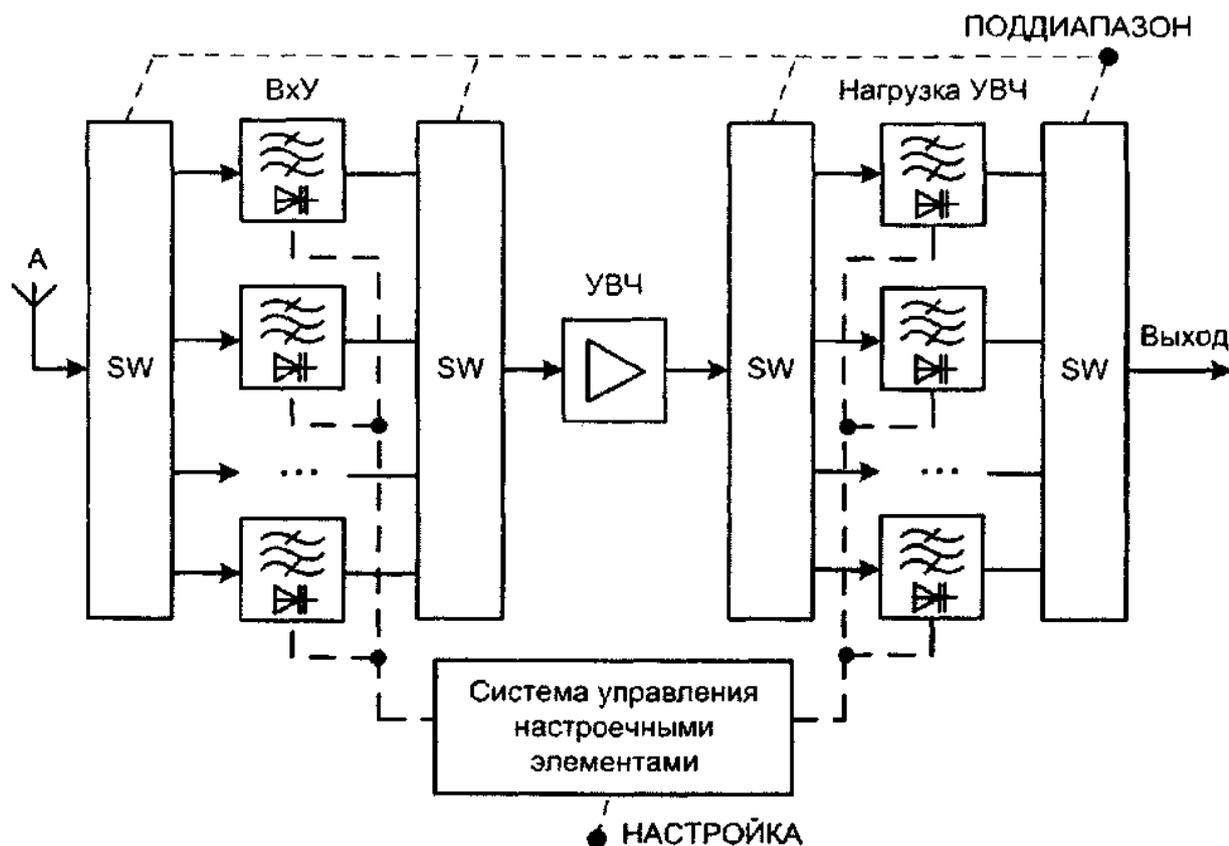
**Рисунок 11.1. Принцип автоматической настройки УПОС**

Этот вариант широко использовался в радиоприемниках первых поколений, когда УВЧ выполнялся на лампах или дискретных транзисторах, а в качестве настроечного элемента использовался громоздкий и дорогостоящий блок конденсаторов переменной емкости.

В *электронных системах* электромеханические устройства исключены, а настройка избирательных систем осуществляется изменением емкости варикапов. К достоинствам электронной настройки можно отнести малые габариты и массу, практическую безынерционность изменения емкости варикапа, малую мощность источника управляющего напряжения, сравнительно высокую стабильность параметров варикапа при изменении температуры окружающей среды, нечувствительность к вибрациям и большой реализуемый коэффициент перекрытия емкости.

При варикапной настройке сравнительно просто осуществляется увеличение числа одновременно перестраиваемых колебательных контуров. Отсутствие механической оси, объединяющей перестраиваемые селективные цепи

при механической настройке, позволяет располагать варикапы непосредственно в колебательных контурах (рис. 11.2, на схеме элементы перестройки показаны в виде условного обозначения варикапов). Это позволило упростить конструкцию системы переключения поддиапазонов, улучшить характеристики радиоприемника за счет возможности индивидуального подбора параметров настроечного элемента для каждого конкретного поддиапазона, а также уменьшить паразитные связи между отдельными каскадами.



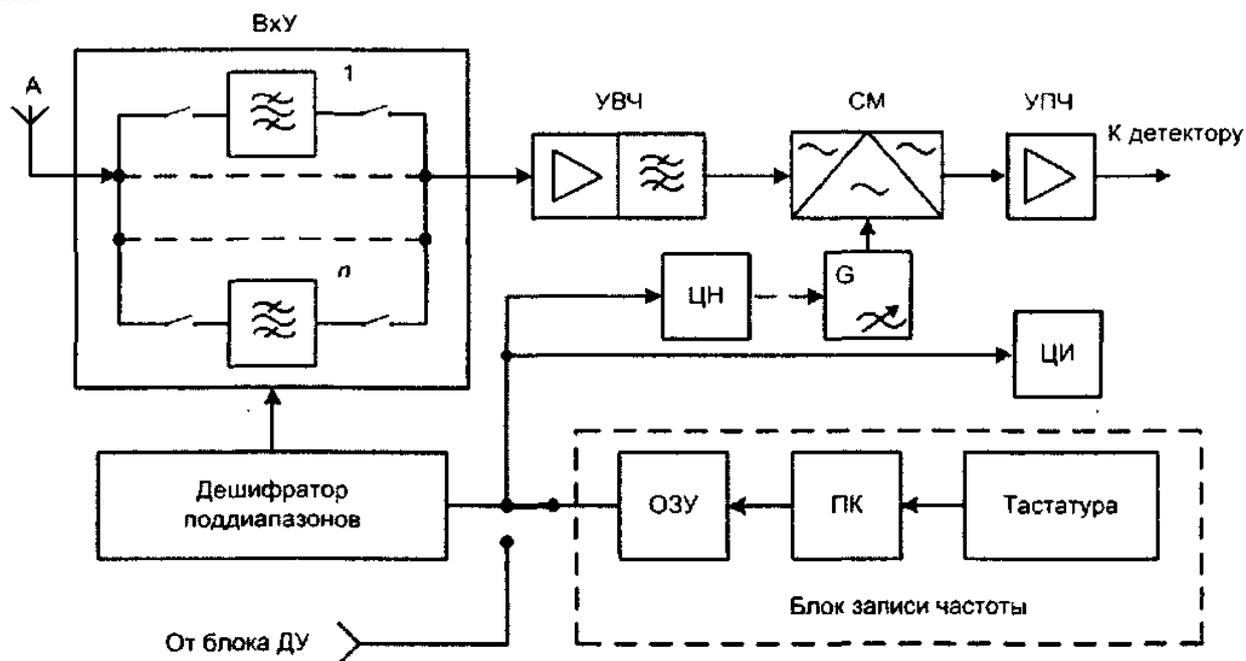
**Рисунок 11.2. Система перестройки радиоприемника с общим УВЧ и индивидуальными элементами перестройки в каждом диапазоне**

Бурное развитие полупроводниковой микросхемотехники и появление недорогих микросхем усилителей высокой частоты дало возможность использования индивидуальных УВЧ в каждом поддиапазоне радиоприемника. При этом улучшаются условия согласования УВЧ с резонансными системами в каждом поддиапазоне, проще решается задача обеспечения равномерности чувствительности и избирательности.

В приемниках все большее применение находит цифровая электронная настройка. В профессиональных УПОС декаметрового диапазона широко используется способ настройки приемников, при котором весь ДРЧ разбивается на ряд поддиапазонов и перекрывается непереключаемыми полосовыми фильтрами с запасом по взаимному перекрытию. При настройке преселектора все сводится к коммутации фильтра, в полосе пропускания которого находится частота принимаемого сигнала. Коммутируются фильтры цепью управле-

ния, которая обеспечивает автоматическое срабатывание исполнительного реле нужного поддиапазона. Все большее применение в электронных коммутаторах в высокочастотных цепях приемников находят герконы и полупроводниковые коммутационные диоды.

Необходимая рабочая частота набирается на клавиатуре. Для контроля набираемой частоты предусматривается цифровой индикатор. Набранное на клавиатуре число, соответствующее частоте принимаемого сигнала, преобразуется в преобразователе кодов (ПК) из десятичного числа в двоичный код, который позволяет однозначно выбрать нужный фильтр преселектора (поддиапазон). Упрощенная структурная схема включения требуемого фильтра ВУ или поддиапазона (рис. 11.3) содержит блок записи частоты принимаемого сигнала, дешифратор поддиапазонов (ДШ), электронные коммутаторы фильтров преселектора (поддиапазонов) и цифровой индикатор ЦИ. Блок записи частоты включает в себя клавиатуру, преобразователь кода ПК и оперативное запоминающее устройство ОЗУ, позволяющие уменьшить время перестройки.



**Рисунок 11.3. Принцип цифровой электронной настройки УПОС с непереключаемыми полосовыми фильтрами в преселекторе**

Клавиатура представляет собой поле клавиш с цифрами от 0 до 9 и кнопки «Сброс». При перестройке РПУ на другую частоту необходимо стереть прежнюю частоту настройки нажатием кнопки «Сброс» и набрать значение новой частоты.

В такой схеме легко реализуется дистанционное управление настройкой РПУ, сигналы которого воздействуют на дешифратор поддиапазонов, минуя клавиатуру и преобразователь кода ПК.

Дешифратор поддиапазонов вырабатывает сигналы управления для включения соответствующего поддиапазона. Частота высвечивается на цифровом индикаторе ЦИ.

Цепь настройки вырабатывает необходимые управляющие сигналы для настройки гетеродина (синтезатора частоты) на требуемую частоту.

В общем случае для обеспечения требуемой точности настройки приемника при воздействии дестабилизирующих факторов предназначена система автоматической подстройки частоты (АПЧ). Процесс автоподстройки частоты - автоматически управляемое воздействие соответствующих элементов на частоту стабилизируемого устройства. В приемнике супергетеродинного типа случайные изменения частоты гетеродина приводят к изменениям промежуточной частоты  $f_{ПЧ} = f_{Г} - f_{С}$ . Поэтому задача АПЧ сводится к подстройке частоты гетеродина для точного соответствия частоты  $f_{ПЧ}$  частоте, на которую настроен тракт ПЧ, т.е.  $f_{ПЧ} = f_{ПЧ\text{ ном}}$ . Упрощенная схема приемника, снабженного системой АПЧ, показана на рис. 11.4.

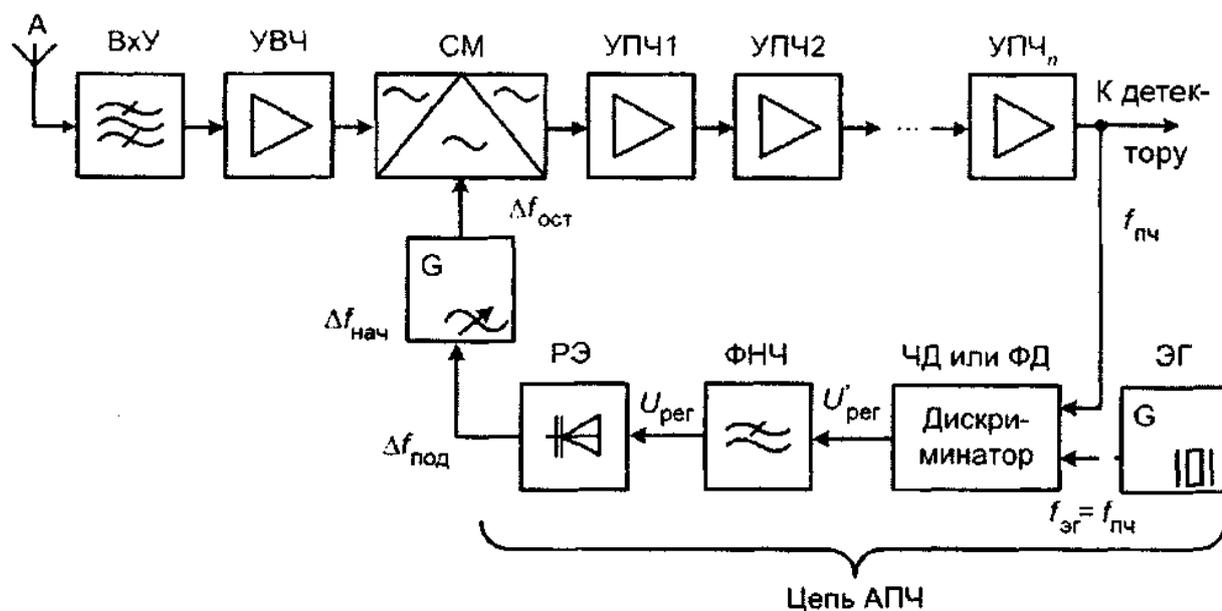


Рисунок 11.4. Структурная схема УПОС с системой АПЧ

Система АПЧ является системой обратного регулирования, в которую кроме элементов основного тракта приемника входят дополнительные элементы - дискриминатор (сравнивающее устройство) и управляющий (реактивный) элемент (РЭ). Отклонение промежуточной частоты от эталонной  $\Delta f = f_{ПЧ\text{ ном}} - f_{ПЧ}$ , возникающее за счет нестабильности частоты гетеродина или сигнала, вызывает появление управляющего напряжения, зависящего от величины отклонения на выходе дискриминатора. Данное напряжение, действуя на управитель и гетеродин, стремится уменьшить его расстройку.

Такая система АПЧ работоспособна только при наличии на входе приемника сигнала, однако обеспечивает подстройку приемника как при измене-

нии частоты гетеродина  $f_G$ , так и при изменении частоты сигнала  $f_C$  в передатчике.

По виду управляющих элементов системы АПЧ также делят на электронные и электромеханические. В первых изменение частоты гетеродина происходит при изменении емкости варикапов, включенных в контур гетеродина.

В электромеханических системах напряжение регулирования подается на электродвигатель, вращающий ротор подстроечного конденсатора. Как правило, системы такого типа используют лишь для стабилизации промежуточной частоты.

Электронные системы обладают лучшим быстродействием, чем электромеханические, однако последние позволяют обеспечить больший диапазон подстройки частоты.

По характеру сигнала различают *аналоговые, импульсные и цифровые системы АПЧ*.

В аналоговой системе АПЧ действует непрерывный сигнал, характеризующийся мгновенными значениями параметров в каждый момент времени.

В импульсной системе АПЧ параметры сигнала характеризуются дискретными значениями в точках изменения уровней.

В приемниках с цифровой АПЧ напряжение гетеродина подается на цифровой счетчик, преобразующий его в частоту принимаемого сигнала, фиксируя ее цифровым индикатором с требуемой точностью индикации. Счетчик запоминает установленную на индикаторе частоту. При соответствующей команде с устройства управления в сумматоре складывается (вычитается при преобразовании частоты вверх) код частоты гетеродина с кодом промежуточной частоты. В результате получается код частоты настройки. В устройстве сравнения кодов от сумматора и счетчика вырабатывается сигнал ошибки, знак которого определяет подстройку частоты гетеродина.

В зависимости от принципа, на основе которого вырабатывается сигнал ошибки, системы АПЧ делят на два класса.

В системе *частотной АПЧ* (ЧАПЧ) сигнал ошибки определяется отклонением преобразованной частоты сигнала  $f_{ПР} = f_G - f_C$  от резонансной частоты настройки контура УПЧ  $f_{ПР0}$ . В качестве измерительного элемента выступает частотный детектор ЧД, центральная частота настройки которого совпадает с частотой настройки УПЧ.

В системе *фазовой АПЧ* (ФАПЧ) сигнал ошибки определяется разностью фаз колебаний промежуточной частоты и опорного генератора, а в качестве измерительного элемента выступает фазовый детектор.

### 11.3 Система частотной автоматической подстройки УПЧ

Структурная схема РПрУ с системой ЧАПЧ гетеродина представлена на рис. 13.1. В таком РПрУ за опорную частоту принимается резонансная частота

та настройки  $f_{\text{ПР}0}$  контуров УПЧ. Частота, при которой детекторная характеристика ЧД в цепи АПЧ проходит через нулевое значение (см. рис. 11.5), соответствует настройке УПЧ  $f_{\text{ПР}0}$ . При уходе частоты гетеродина  $f_{\Gamma}$  от значения  $f_{\Gamma 0} = f_c + f_{\text{ПР}0}$ , соответствующего точной настройке, на выходе ЧД

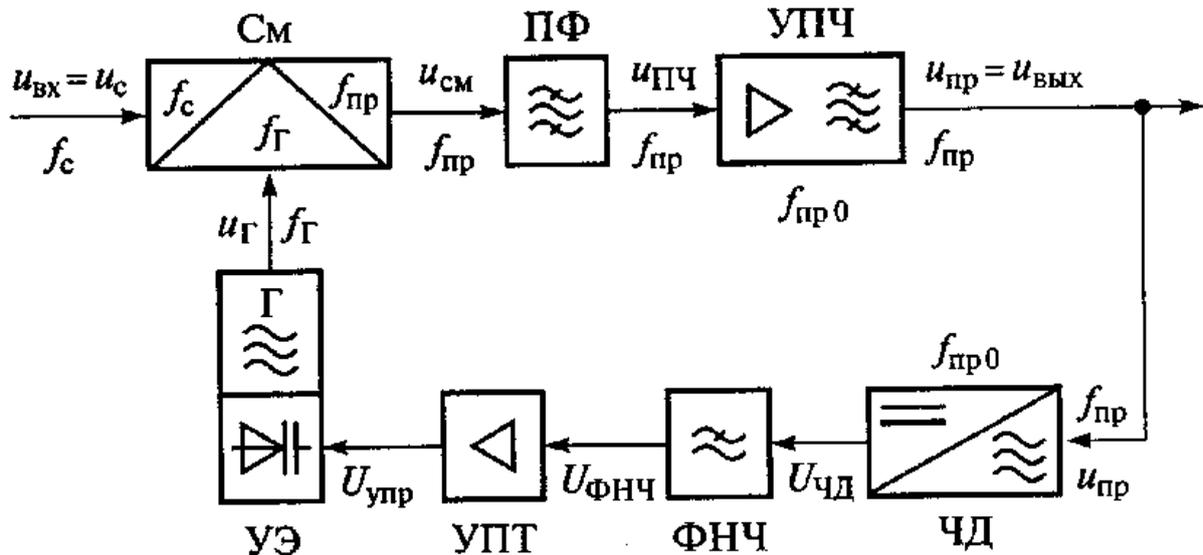


Рисунок 11.5. Структурная схема приемника с системой ЧАПЧ гетеродина

вырабатывается напряжение  $u_{\text{ЧД}}$  соответствующей величины и знака. Задача ФНЧ состоит в подавлении продуктов частоты модуляции.

К детекторам в цепи АПЧ предъявляется ряд требований, отличных от требований к ЧД приемника радиосигналов с ЧМ. Главной функцией ЧД в системах АПЧ является частотная дискриминация - процесс различения знака и частоты входных колебаний. Для подчеркивания специфики работы детекторов в системах АПЧ в литературе используется понятие *частотного дискриминатора*.

Характеристика дискриминатора может не быть строго линейной и может отклоняться от нечетной симметрии. Важна лишь высокая крутизна рабочего участка детекторной характеристики

и характеристика дискриминатора может не быть строго линейной и может отклоняться от нечетной симметрии. Важна лишь высокая крутизна рабочего участка детекторной характеристики  $S_{\text{ЧД}} \left[ \frac{\text{В}}{\text{Гц}} \right] = \left. \frac{dU_{\text{ЧД}}}{df_{\text{ПР}}} \right|_{f_{\text{ПР}}=f_{\text{ПР}0}}$ . Суще-

ственное значение для работы системы АПЧ при больших расстройках имеет форма скатов, а также полоса пропускания  $\Pi_{\text{ЧД}}$  детекторной характеристики.

Управляющий элемент (УЭ) под воздействием управляющего напряжения  $U_{\text{упр}}$ , изменяет частоту генерации гетеродина. Основной функцией УЭ

является обеспечение заданного интервала изменений частоты гетеродина и большой крутизны характеристики управления  $S_{УЭ} \left[ \frac{B}{\Gamma_{Ц}} \right] = \frac{df_{Г}}{dU_{УПР}} \Big|_{U_{УПР}=0}$ .

Управляющее напряжение, подводимое от ЧД, должно подстраивать частоту в противоположном направлении по отношению к изменению частоты гетеродина. При неправильном фазировании характеристик ЧД и УЭ расстройка приемника будет нарастать.

Эффективность АПЧ характеризуется коэффициентом автоподстройки

$$K_{АПЧ} = \Delta f_{ПРН} / \Delta f_{ПРОСТ} = \Delta f_{ГН} / \Delta f_{ГОСТ} = 1 + S_{УЭ} S_{ЧД}. \quad (11.1)$$

Из (11.1) видно, что система АПЧ в  $K_{АПЧ}$  раз уменьшает начальную расстройку частоты преобразованного сигнала в приемнике вследствие неточной настройки или нестабильности частоты гетеродина.

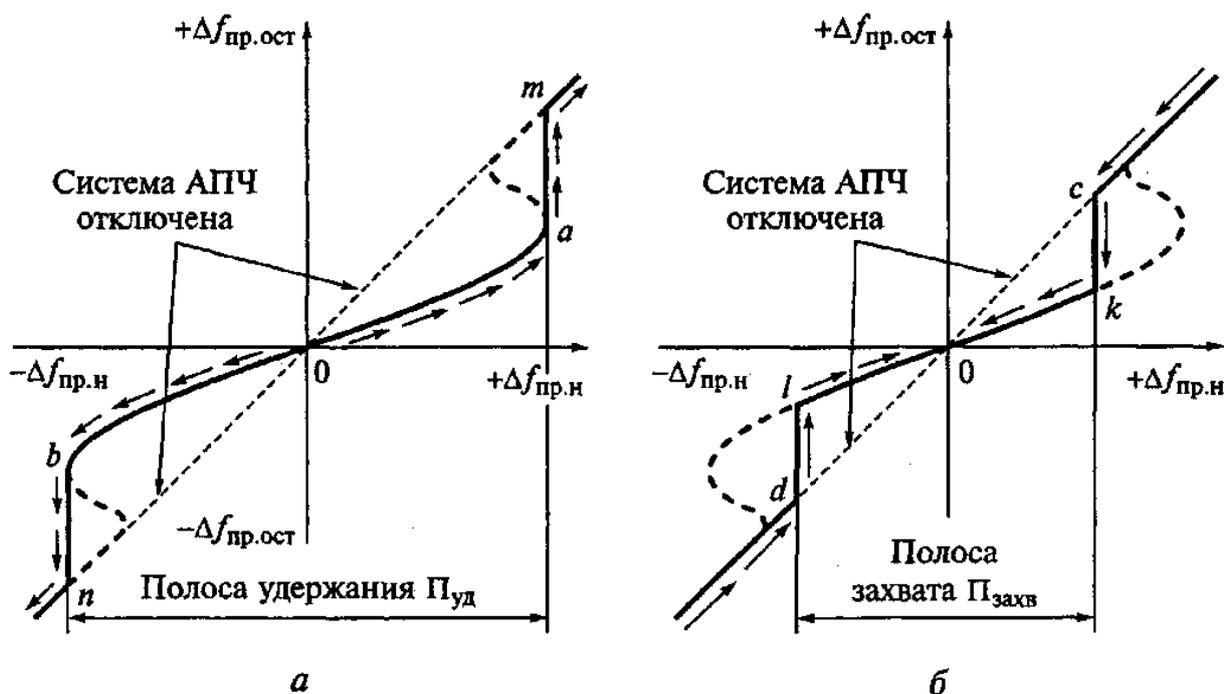


Рисунок 11.6. Графики регулировочных характеристик АПЧ в режимах расстройки (а) и настройки (б)

На рис. 11.6 показаны графики регулировочных характеристик в режимах расстройки и настройки. При работающей системе АПЧ по мере изменения расстройки  $\Delta f_{ГН}$  изменяется  $\Delta f_{ПРН}$  по линиям  $0a$  и  $0b$  (см. рис. 11.6, а). При этом изменение преобразованной частоты  $\Delta f_{ПРОСТ}$  в  $K_{АПЧ}$  раз меньше, чем вызвавшее ее изменение частоты гетеродина или сигнала  $\Delta f_{ПРН}$ . Так продолжается до точки  $a$  в положительной или до точки  $b$  в отрицательной области изменения преобразованной частоты  $\Delta f_{ПРН}$ . Далее характеристика переходит на неустойчивые участки  $am$  или  $bn$ , показанные пунктирными линиями.

Увеличение расстройки  $\Delta f_{\text{ПРН}}$  за пределы участка  $ab$  соответствует выходу ее за пределы рабочего участка характеристики ЧД  $\Delta f_{\text{ПРН}} > P_{\text{ЧД}}$ . Такое увеличение  $\Delta f_{\text{ПРН}}$  ведет к уменьшению подстройки гетеродина. Вследствие этого увеличивается отклонение частоты гетеродина от номинального значения и происходит дальнейшее увеличение отклонения промежуточной частоты  $\Delta f_{\text{ПРОСТ}}$ , что ведет к еще более значительному уменьшению  $U_{\text{ЧД}}$  и т.д. В результате частота  $\Delta f_{\text{ПРН}}$  выходит за пределы пропускания УПЧ и напряжение от ЧД падает практически до нуля. Устройство скачкообразно переходит в новое состояние, приводя к срыву работы системы АПЧ и к переходу из точки  $a$  в точку  $m$  или из точки  $b$  в точку  $n$ . Преобразованная частота  $\Delta f_{\text{ПРОСТ}}$  при этом принимает значение, которое она имела бы при отсутствии автоподстройки, т.е. отстоящее от номинального значения на величину начальной расстройки  $\Delta f_{\text{ПРОСТ}} = \Delta f_{\text{ГН}}$ .

Предположим, что начальная расстройка  $\Delta f_{\text{ГН}} = \Delta f_{\text{ПРН}}$  такова, что точка  $m$  находится правее точки  $c$  (см. рис. 11.6, б). В этом случае преобразованная частота находится далеко за пределами линейного участка характеристики ЧД.

Пусть производится настройка приемника на частоту нужной радиостанции. При этом преобразованная частота  $\Delta f_{\text{ПРН}}$  будет уменьшаться, приближаясь к номинальному значению  $\Delta f_{\text{ПР0}}$ . Так будет продолжаться до тех пор, пока частота сигнала не окажется внутри полосы пропускания УПЧ и на выходе ЧД не появится напряжение (точка  $c$  на рис. 11.6, б). Это напряжение начнет подстраивать гетеродин, что приведет к приближению  $f_{\text{ПР}}$  к номинальному значению, что в свою очередь вызовет увеличение напряжения  $U_{\text{ЧД}}$  и уменьшит расстройку гетеродина, т.е. продолжит процесс захвата частоты. Система скачком перейдет из неустойчивой точки  $c$  на устойчивый участок характеристики. Аналогично происходит процесс при начальной расстройке приемника левее точки  $n$ .

На рис. 11.6 видны характерные области частот, свойственные приемнику с системой АПЧ. *Полосой удержания*  $P_{\text{УД}}$  называется полоса расстроек между точками  $a$  и  $b$ , в которой система АПЧ удерживает преобразованную частоту  $f_{\text{ПР}}$  близкой к промежуточной  $f_{\text{ПР0}}$ . Полоса расстроек между точками  $c$  и  $d$  называется *полосой захвата*  $P_{\text{ЗАХВ}}$ . При попадании сигнала в эту полосу происходит “захват” частоты приемника системой АПЧ, после чего настройка сохраняется при отклонении частоты в пределах полосы удержания.

Ширина области удержания (как и ширина области захвата) пропорциональна полосе пропускания  $P_{\text{УД}} \approx P_{\text{ЧД}} (1 + K_{\text{АПЧ}})$  и тем больше, чем больше коэффициент автоподстройки  $K_{\text{АПЧ}}$ .

Следует иметь в виду, что при попытке перестроить приемник с одной станции на другую при включенной системе АПЧ возникают затруднения, так как АПЧ сохраняет настройку на несущую частоту первой станции в пределах всей полосы удержания.

Как следствие этого, ряд близко расположенных станций будет пропущен. Для исключения этого эффекта при перестройке приемника следует отключать АПЧ.

#### 11.4 Система фазовой автоматической подстройки частоты гетеродина

Принцип действия системы ФАПЧ состоит в сравнении колебаний опорного генератора  $u_{оп}(t) = U_{оп} \cos(2\pi f_{оп}t)$  и сигнала преобразованной (промежуточной) частоты  $u_{пр}(t) = U_{пр0} \cos(2\pi f_{пр}t)$  с выхода УПЧ. При этом частота опорного генератора  $f_{оп}$  должна соответствовать резонансной частоте настройки  $f_{пр0}$  избирательных цепей УПЧ.

В системе ФАПЧ используется то обстоятельство, что при расхождении по частоте двух колебаний, например  $f_{пр0}$  и  $f_{пр} = f_{пр0} + \Delta f_{пр}$ , между ними появляется фазовый сдвиг. Действительно, напряжение  $u_{пр}(t) = U_{пр0} \cos[2\pi(f_{пр0} + \Delta f_{пр})t]$  можно представить в виде  $u_{пр}(t) = U_{пр0} \cos[2\pi f_{пр}t + \Phi_{пр}(t)]$ , где  $\Phi_{пр}(t) = 2\pi\Delta f_{пр}t$  - изменяющийся во времени фазовый сдвиг. Если, например, разность частот составляет всего 1 Гц, то за 1 с колебание преобразованной несущей частоты смещается относительно колебания опорного генератора на период, т. е. фазовый сдвиг достигает  $2\pi$  радиан, или  $360^\circ$ . При разности частот 0,1 Гц фазовый сдвиг за 1 с изменится на 0,1 периода, или на  $36^\circ$ .

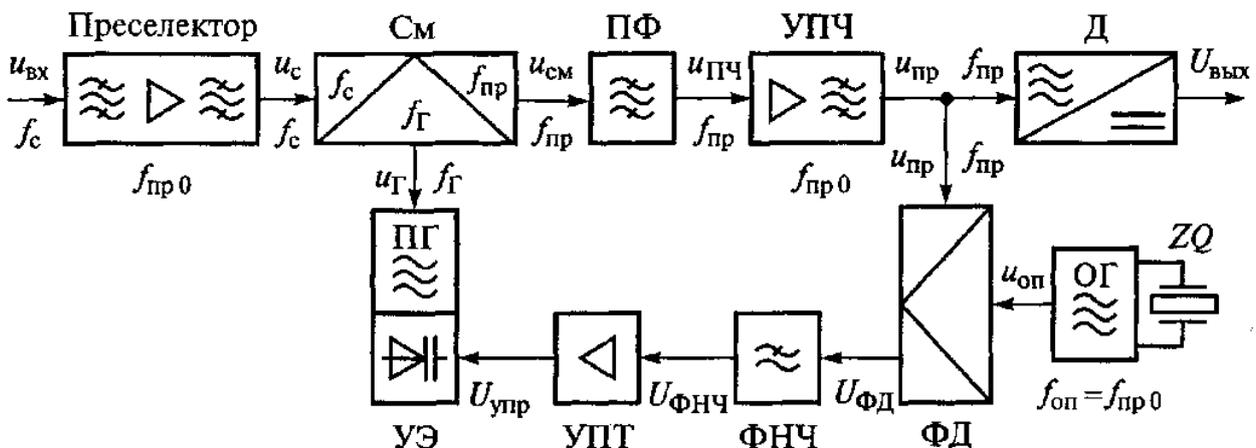


Рисунок 11.7. Структурная схема приемника с системой ФАПЧ

Если подвести оба напряжения к ФД, то на выходе его появляется напряжение, которое может достигать большой величины при малой разности частот, хотя при этом фаза будет изменяться медленно. Поэтому система

ФАПЧ, отслеживая фазу входного сигнала, реагирует на малейшее отклонение частоты.

Структурная схема РПрУ с системой ФАПЧ приведена на рис. 11.7. Основными элементами системы ФАПЧ являются опорный генератор (ОГ), фазовый детектор, или дискриминатор (ФД), ФНЧ, УПТ, УЭ и перестраиваемый (синхронизирующий) гетеродин (ПГ). В радиоприемнике с системой ФАПЧ управляющее напряжение  $U_{УПР}$  зависит от сдвига фаз  $\Phi_{ПР}$  между напряжениями опорного генератора  $u_{ОП}(t)$  и преобразованного сигнала  $u_{ПР}(t)$ . При отсутствии шумов в такой замкнутой системе автоматического регулирования устанавливается стационарный режим, при котором частота перестраиваемого гетеродина такова, что частоты преобразованного сигнала  $f_{ПР} = f_{ПР0}$  и опорного генератора  $f_{ОП} = f_{ПР0}$  равны, а разность фаз этих напряжений постоянна:  $\Phi_{ПР}(t) = \Phi_{ПР0ст}$ . Это обеспечивает синхронную работу опорного генератора и перестраиваемого гетеродина, а следовательно, и слежение за фазой преобразованного сигнала.

При медленных изменениях частоты система ФАПЧ обеспечивает практически полную синхронизацию генераторов. В динамическом режиме в условиях быстрых изменений частоты преобразованного сигнала фазовый сдвиг между колебаниями непостоянен, т. е. имеются расхождения и по частоте.

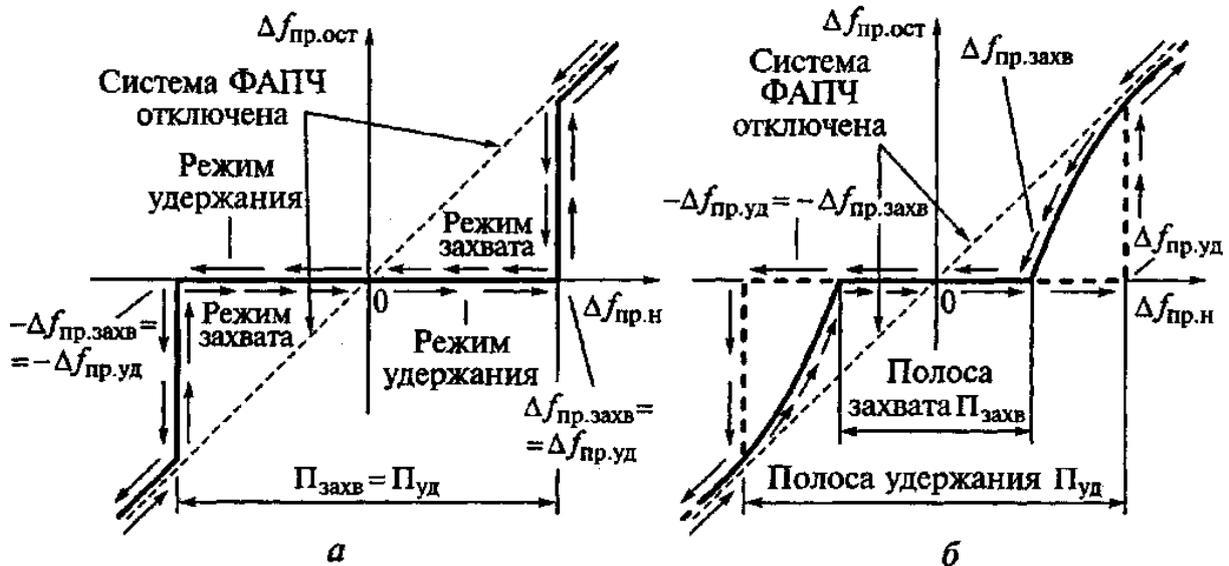


Рисунок 11.8. Графики регулировочных характеристик идеальной (а) и реальной (б) системы ФАПЧ

Графики регулировочных характеристик идеальной и реальной систем ФАПЧ приведены на рис. 11.8. Рассмотрим работу приемника в безынерционной системе ФАПЧ (см. рис. 11.8, а), т.е. при отсутствии фильтра и сравнительно широкой полосе пропускания элементов обратной связи. Особенностью системы ФАПЧ с идеальным фильтром является отсутствие резких

скачков фазы (отсутствие шумов) при вхождении в синхронизм, так как фазовый сдвиг  $\Phi_{ПР}$  в процессе работы никогда не достигает  $2\pi$ .

Пусть в УПОС частоты опорного генератора и преобразованного сигнала совпадают с точностью до постоянной разности фаз. Если произошел начальный скачок частоты  $\Delta f_{ПРН}$  преобразованного сигнала, то система ФАПЧ осуществляет подстройку частоты гетеродина, стремясь вернуть ее в исходное состояние. Цепь подстройки действует одинаково как при положительном, так и при отрицательном скачке частоты  $\pm \Delta f_{ПРН}$  (при управляющих напряжениях обеих полярностей).

*Режимом удержания* называют такой режим, при котором система ФАПЧ полностью компенсирует изменения частоты преобразованного сигнала.

На графике регулировочной характеристики безынерционной системы ФАПЧ (см. рис. 11.8, а) видно, что *полоса удержания*  $\Pi_{уд} = 2\Delta f_{ПРуд}$  характеризуется максимальным статическим диапазоном слежения за частотой преобразованного сигнала. При превышении начальным скачком  $|\Delta f_{ПРН}|$  расстройки удержания  $|\Delta f_{ПРуд}|$  средняя частота биений ФАПЧ  $f_{БСР} = \sqrt{\Delta f_{ПРН}^2 - \Delta f_{ПРуд}^2}$  асимптотически стремится к  $\Delta f_{ПРН}$  (см. рис. 11.8, а). Система ФАПЧ выходит из режима синхронизма по фазе между колебаниями опорного генератора и преобразованного сигнала.

На практике даже при высокой относительной нестабильности гетеродина отклонение частоты преобразованного сигнала может выйти за пределы полосы удержания. Если в начальный момент расстройка преобразованного сигнала  $\Delta f_{ПРН}$  превышает значение  $\Delta f_{ПРуд}$  то в системе ФАПЧ действует режим биений, для которого характерно неравенство частот опорного генератора и преобразованного сигнала (см. рис. 11.8, а). При этом длительность положительных и отрицательных полуволн напряжения на выходе ФД оказывается разной. Это приводит к появлению постоянной составляющей на выходе ФД, которая изменяет среднюю частоту биений по отношению к начальной расстройке  $\Delta f_{ПРН}$ .

По мере уменьшения величины начальной расстройки средняя частота биений  $f_{БСР} = \sqrt{\Delta f_{ПРН}^2 - \Delta f_{ПРуд}^2}$  уменьшается. В момент достижения начальной расстройки  $\Delta f_{ПРН}$  значения  $\Delta f_{ПРуд}$  средняя частота биений равна нулю, и система переходит в *режим захвата*.

*Полосой захвата*  $\Pi_{захв} = 2\Delta f_{ПРуд}$  называется максимальная расстройка генераторов  $\Delta f_{ПРН}$ , при которой система ФАПЧ входит в режим удержания (в синхронизм).

В системе ФАПЧ с идеальным ФНЧ полосы захвата и удержания одинаковы. В системах ФАПЧ с реальными ФНЧ полоса захвата всегда меньше

полосы удержания (см. рис. 11.8, б). Это объясняется тем, что любой фильтр вносит амплитудные и фазовые искажения. Завал частотной характеристики ФНЧ и временная задержка в нем приводят к уменьшению постоянной составляющей напряжения на выходе управляющего элемента. Следовательно, повышается частота биений при той же начальной расстройке  $\Delta f_{\text{ПРН}}$  по сравнению с идеальной системой ФАПЧ.

Как видно на рис. 11.8, б, в системах ФАПЧ могут быть устойчивые и неустойчивые изменения разности частот. Устойчивое состояние наступает при изменении начальной расстройки  $\Delta f_{\text{ПРН}}$  большого значения к меньшему (сплошная линия), а неустойчивое — наоборот (пунктирная ломаная линия). Прямая пунктирная линия соответствует разомкнутой цепи ФАПЧ. Практически полосу удержания системы ФАПЧ можно определить следующим образом. Перестраивается градуированный эталонный генератор, имитирующий преобразованный сигнал, в сторону увеличения по модулю расстройки  $|\Delta f_{\text{ПРН}}|$  до момента срыва синхронизма. Полосу захвата определяют, медленно переходя от больших значений по модулю расстроек  $|\Delta f_{\text{ПРН}}|$  до момента вхождения обоих генераторов в синхронизм. Чем шире полоса пропускания ФД, ФНЧ, УПТ и УЭ, тем больше полоса захвата. Если суммарные отклонения частоты передатчика и гетеродина приемника превышают возможный предел управления частоты гетеродина  $f_{\text{Г max}} > 0,5\pi_{\text{УД}}$ , то в системе ФАПЧ установится стационарный режим биений.

Важной характеристикой системы ФАПЧ является время установления в ней указанных режимов работы. В системе ФАПЧ первого порядка время протекания переходных процессов после начального скачка частоты  $\Delta f_{\text{ПРН}}$  определяется только широкополосностью элементов системы и временем запаздывания в них. Все эти элементы имеют малую инерционность, поэтому система ФАПЧ может входить в синхронизм практически мгновенно.

Наличие ФНЧ необходимо в системах, где возможно воздействие шумов или форма синхронизируемых колебаний отличается от гармонической. В этих случаях побочные управляющие воздействия, вырабатываемые ФД, действуя на управляющий элемент, вызывают паразитные отклонения частоты и фазы перестраиваемого гетеродина. Однако чрезмерное увеличение постоянной времени ФНЧ вызывает замедление процессов установления и сужает область действия системы ФАПЧ.

## 11.5 Системы цифровой автоматической подстройки частоты гетеродина

Системы *цифровой АПЧ* (ЦАПЧ) позволяют длительное время удерживать неизменную частоту перестраиваемого гетеродина в одной точке настройки и могут работать независимо от наличия сигнала, что позволяет применять их в диапазоне КВ при замираниях сигнала.

Структурная схема системы ЦАПЧ с кварцевой стабилизацией времени счета приведена на рис. 11.9. Схема работает следующим образом. Напряжение перестраиваемого гетеродина поступает через формирователь прямоугольных импульсов на первый вход логического элемента сравнения (элемент И). Если на втором входе элемента И действует напряжение логической



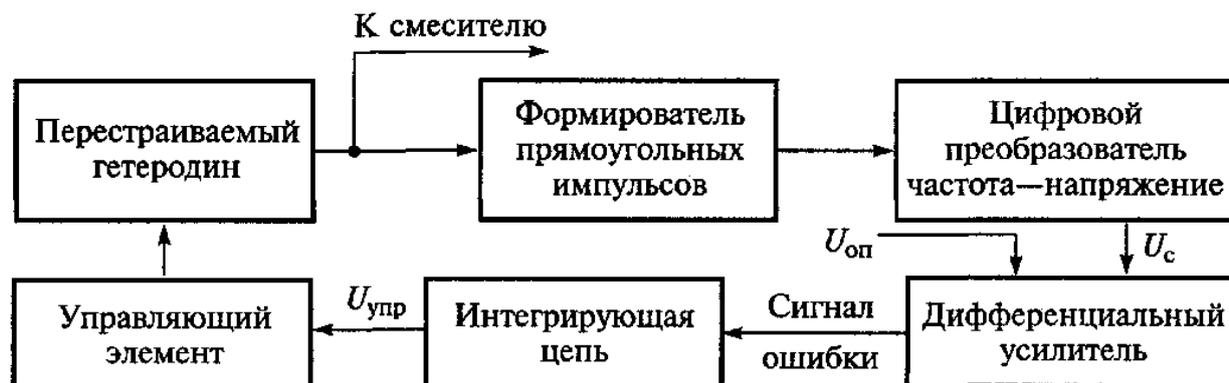
**Рисунок 11.9. Структурная схема системы ЦАПЧ с кварцевой стабилизацией времени счета**

единицы, поступающее с выхода 1 блока синхронизации, то импульсы с выхода формирователя проходят на счетный вход счетчика импульсов. Обнуление счетчика производится по импульсу с выхода 2 блока синхронизации. Число импульсов, поступающих на счетный вход счетчика за время счета, прямо пропорционально частоте гетеродина. Схема сравнения сравнивает код числа зафиксированных импульсов с кодом порогового значения. При превышении порогового уровня происходят заряд интегрирующей цепи и соответствующая подстройка частоты перестраиваемого гетеродина. Ручная настройка гетеродина осуществляется введением в схему сравнения соответствующего кода порогового уровня при разомкнутой цепи ЦАПЧ. Необходимые управляющие сигналы формируются в блоке синхронизации. Для достижения высокой стабильности частоты гетеродина необходима кварцевая стабилизация таймера в блоке синхронизации.

Система ЦАПЧ с кварцевой стабилизацией по точности поддержания частоты не уступает синтезатору частоты, но проще его. Для создания такой системы в УПОС с цифровым отсчетом частоты настройки необходимо ввести лишь схему сравнения и интегрирующую цепь.

Системе ЦАПЧ с кварцевой стабилизацией свойственны и недостатки. В цепи ЦАПЧ нет средств установки частоты, поэтому в режиме настройки цепь АПЧ должна быть разорвана. При быстрых изменениях, например, при импульсной помехе, возможно изменение точности настройки.

На рис. 11.10 показана структурная схема системы ЦАПЧ без кварцевой стабилизации блока синхронизации. В этой ЦАПЧ цепь автоподстройки обра-



**Рисунок 11.10. Структурная схема системы ЦАПЧ без кварцевой стабилизации блока синхронизации**

зована перестраиваемым гетеродином, формирователем прямоугольных импульсов, цифровым преобразователем частота - напряжение, дифференциальным усилителем, интегрирующей цепью и управляющим элементом. Выходное напряжение цифрового преобразователя частота - напряжение, пропорциональное частоте гетеродина, поступает на один из входов дифференциального усилителя. На другой его вход поступает опорное напряжение настройки. Выходное напряжение дифференциального усилителя через интегрирующую цепь подводится к управляющему элементу (варикапу) гетеродина. При различии напряжений на входах дифференциального усилителя на его выходе вырабатывается сигнал ошибки, который в зависимости от полярности заряжает или разряжает конденсатор интегрирующей цепи. Этот процесс продолжается до (тех пор, пока напряжение ошибки не станет равным нулю.

Система ЦАПЧ без кварцевой стабилизации по стабильности частоты хуже системы ЦАПЧ с кварцевой стабилизацией, однако эта система содержит элемент настройки и обладает долговременной памятью, что позволяет фиксировать настройки.

Цифровые системы ФАПЧ в качестве измерительного элемента содержат цифровой ФД, в котором сравниваются фазы колебаний входного сигнала, прошедшего через формирующее устройство, и управляемого синтезатора частоты (перестраиваемого гетеродина). Результатом сравнения является кодовая комбинация, соответствующая разности фаз в момент сравнения. Момент сравнения в таких ФАПЧ задается либо входным сигналом, либо сигналом управляемого синтезатора. Дискретизация входного сигнала по уровню осуществляется в цифровом ФД, после чего сигнал ошибки обрабатывается в цифровом ФНЧ. После фильтрации этот сигнал управляет устройством, переключающим частоту синтезатора скачком, соответствующим выходному сигналу цифрового ФНЧ, и далее поступает на перестраиваемый гетеродин [2,4].

## 12 СПИСОК РЕКОМЕНДУЕМОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. Карлов А.М. , Криницын В.В. , Логвин А.И. , Ходаковский. Прием и обработка сигналов в авиационных радиоустройствах / Под ред. В.В. Криницына. М.: Транспорт, 1992. – 328 с.
2. Румянцев К.Е. Прием и обработка сигналов: Учеб. Пособие для студ. высш. учеб. заведений. – М.: Издательский центр “Академия”, 2004. – 528 с.
3. Пушкарев В.П. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное пособие. - Томск: ТМЦДО, 2005. – 200 с.
4. Колосовский Е.А. Прием и обработка сигналов: учеб. пособие вузов - М: Горячая линия - Телеком, 2007. – 456 с.
5. Онищук А.Г. Радиоприемные устройства: Учебное пособие для вузов/ А.Г. Онищук, И.И. Забеньков, А.М. Амелин. – Минск: Новое знание, 2006. – 240 с.
6. Богданович Б.М., Окулич Н.И. Радиоприемные устройства. Учеб. пособие. Под общ. ред. Б.М. Богдановича. – Мн.: Выш. шк., 1991. – 428 с.
7. Справочник по учебному проектированию приемно-усилительных устройств / М.К. Белкин, В.Т. Белинский, Ю.А. Мазор, Р.М. Терещук. - 2-е изд. - К.: Выща шк. Головное изд-во, 1988. - 472 с.
8. Проектирование радиоприемных устройств: Учебное пособие для вузов / Под ред. А.Л. Сиверса. - М.: “Советское радио”, 1976. – 488 с.
9. Пушкарев В.П. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное методическое пособие. - Томск: ТМЦДО, 2005. – 69 с.
10. Пушкарев В.П. Устройства приема и обработки сигналов: Учебное методическое пособие. - Томск: ТМЦДО, 2007. – 174 с.
11. Румянцев К.Е. Устройства приема и обработки сигналов: сборник задач и упражнений: учеб. пособие вузов/ К.Е. румянцев. – М.: Издательский центр “Академия”, 2006. – 386 с.
12. Мелихов С.В., Назаренко М.К. Чувствительность радиоприемных устройств: Учебное пособие. - Томск: Томск гос. акад. систем управления и радиоэлектроники, 1995. – 65 с.
13. Туголуков М.А. Радиостанции низовой КВ связи с ОМ. – М.: Радио и связь, 1978. – 120 с.
14. Головин О.В. Радиоприемные устройства: Учебник для техникумов – М.: Горячая линия - телеком, 2004. – 384 с.